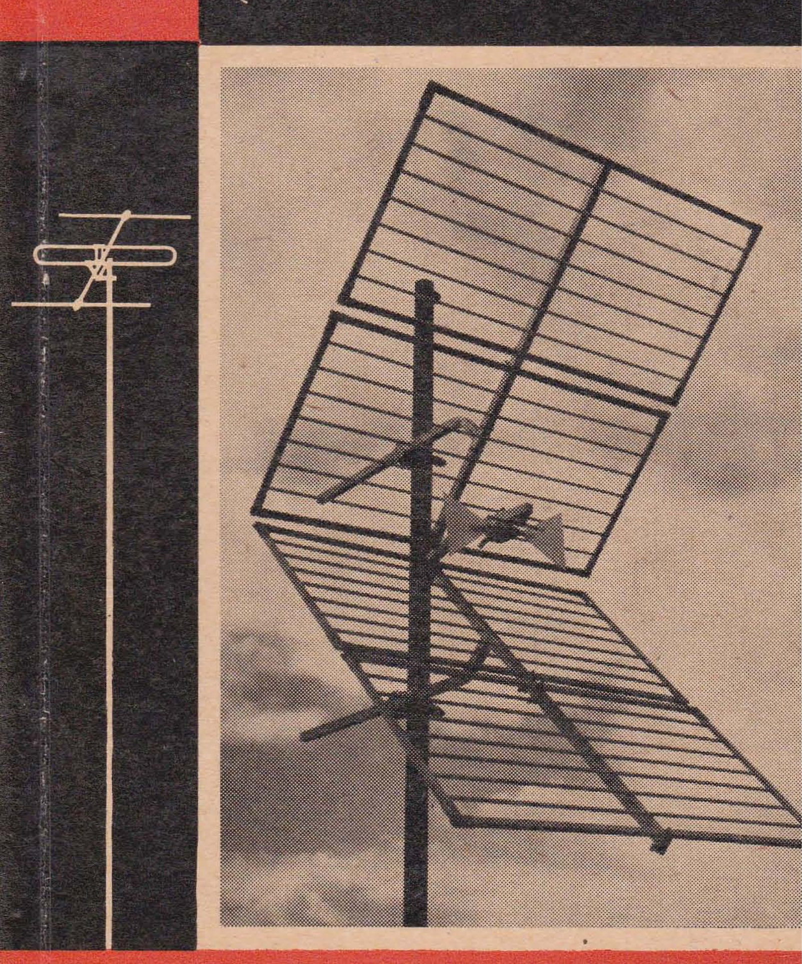
55

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Karl Rothammel

Praxis der Fernsehantennen I

Der praktische Funkamateur · Band 55

Praxis der Fernsehantennen · Teil I

KARL ROTHAMMEL

DM2 ABK

Praxis der Fernsehantennen Teil I



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 15. Mai 1965

1.—15. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1965
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Titelbild: Foto-Figenser
Zeichnungen: Erich Böhm
Korrektor: Rita Abraham
Hersteller: Günter Hennersdorf
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme 15 Potsdam
A 805
EVP: 1,90 MDN

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der Tafeln

Vorwort

Die Fernsehantenne auf dem Dach ist ein Attribut unseres technischen Zeitalters. Mechanisch stellt die Fernsehantenne ein verhältnismäßig einfaches Gebilde dar; ihre elektrische Funktion jedoch ist ziemlich kompliziert und nur dann überschaubar, wenn theoretische Mindestkenntnisse vorhanden sind.

Bei Amateuren und auch bei vielen Fernsehteilnehmern, die keine berufliche Verbindung zur Fernsehtechnik haben, besteht vielfach der Wunsch, sich mit Theorie und Praxis der Fernsehantennen zu beschäftigen. Dieses Bestreben entspringt dem natürlichen Wissensdrang unserer technisch interessierten Menschen, die nicht nur die Annehmlichkeit des Fernsehens genießen, sondern auch den technischen Vorgang der Energieübertragung zwischen Fernsehsender und Fernsehempfänger kennenlernen wollen.

Die vorliegende Broschüre soll diesem Wunsch entgegenkommen. Dabei werden in allgemeinverständlicher Form die Probleme der Fernsehversorgung dargestellt und die wichtigsten Grundlagen der Antennentechnik erläutert. Besonderer Wert wird auf die Praxis der Fernsehantennen gelegt. Der am Selbstbau Interessierte findet deshalb in tabellarischer Form die genauen Abmessungen für eine ganze Reihe von nachbausicheren Standardantennen, ausführliche Angaben über handelsübliche Hochfrequenzkabel sowie viele praktische Hinweise.

Der Umfang des Stoffes erforderte es, die Broschüre in zwei Teilen herauszugeben.

Im Teil II wird der zweckmäßige Einsatz der verschiedenen Antennenformen besprochen, wobei die Standortwahl bei schwierigen Empfangsverhältnissen und das Ausblenden von Störungen besonders berücksichtigt sind. Da eine unsachgemäß aufgebaute Antennenanlage eine Gefahr für die Allgemeinheit darstellt, kann auf eine ausführlichere Erläuterung der für den

Antennenbau erlassenen Sicherheitsvorschriften nicht verzichtet werden. Ein Anhang mit verschiedenen Tabellen für die Praxis schließt den zweiten Teil der Broschüre ab.
Auch wer nicht am Selbstbau von Fernsehantennen interessiert ist, wird in den beiden Heften „Praxis der Fernsehantennen" eine Fülle von Ratschlägen finden, die es ermöglichen, Aufbau- sowie Einrichtungsfehler an bestehenden Antennenanlagen zu erkennen und zu korrigieren. Auch bei der Auswahl einer geeigneten Industrieantenne werden die erworbenen Kenntnisse gute Hilfe leisten.

Sonneberg/Thüringen, im März 1965 *Karl Rothammel*

1. Die Energieübertragung vom Sender zum Empfänger

Jede drahtlose Übertragung von Informationen benötigt einen Energieträger, der in der Lage ist, den ihm mitgegebenen Nachrichteninhalt über weite Entfernungen zu transportieren. Dieses „Beförderungsmittel“ der drahtlosen Übertragung stellt die elektromagnetische Welle dar. Die in einem Sender erzeugten hochfrequenten Schwingungen bezeichnet man auch als Trägerwelle oder kurz Träger und kennzeichnet damit schon die Aufgabe, Signale zu übertragen.

Die Signale eines hochfrequenten Trägers können in ihrer einfachsten und klassischen Form darin bestehen, daß man den Träger selbst in einem bestimmten Rhythmus ein- und ausschaltet.

Diese Tastung eines unmodulierten Trägers bezeichnet man in der Technik als „Telegrafie tonlos“. Will man jedoch kompliziertere Signale, wie Sprache, Musik, Bildimpulse usw., übertragen, so muß der hochfrequente Träger entsprechend „moduliert“ werden. Je nach Art der Trägerbeeinflussung wird zwischen Amplitudenmodulation (AM), Frequenzmodulation (FM) und Phasenmodulation (PM) unterschieden. Beim Fernsehen werden zwei Träger gleichzeitig ausgestrahlt, der Bildträger und der Tonträger. Nach der in Deutschland gebräuchlichen CCIR-Norm ist der Bildträger amplitudenmoduliert (AM), der Tonträger frequenzmoduliert (FM).

Der hochfrequente Träger wird von der Sendeantenne als elektromagnetische Welle in den Raum abgestrahlt. Durch die Empfangsantenne werden die elektromagnetischen Schwingungen aufgenommen und zum Empfänger weitergeleitet.

Dort wird der dem hochfrequenten Träger aufmodulierte Nachrichteninhalt abgetrennt und in seine ursprüngliche Form (Sprache, Musik, Bild usw.) zurückverwandelt (Demodulation). Bei der Übertragung zwischen Sendeantenne und Empfangsantenne ist die Modulation von untergeordneter Bedeutung.

Es genügt deshalb, den Ausbreitungsweg des hochfrequenten Trägers zu untersuchen.

1.1. Frequenz, Wellenlänge und Fortpflanzungsgeschwindigkeit

Die elektromagnetischen Wellen breiten sich mit Lichtgeschwindigkeit im freien Raum aus. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit c des Lichtes beträgt $3 \cdot 10^8$ Meter je Sekunde (300 000 000 m/s) bzw. $3 \cdot 10^5$ Kilometer je Sekunde (300 000 km/s) und bildet eine Konstante. Da es sich um Schwingungen handelt, können die elektromagnetischen Wellen durch die Anzahl der Schwingungen je Sekunde (Frequenz) gekennzeichnet werden. Die Frequenz f wird in Hertz (Hz) angegeben. 1 Hz = 1 Schwingung je Sekunde. In der Hochfrequenztechnik rechnet man vorwiegend mit Kilohertz (kHz) und Megahertz (MHz);

$$1 \text{ MHz} = 1000 \text{ kHz} = 1\,000\,000 \text{ Hz}.$$

Aus der Fortpflanzungsgeschwindigkeit c und der Schwingfrequenz f kann man eine dritte Kenngröße, die Wellenlänge λ (Lambda), errechnen:

$$\lambda = \frac{c}{f}. \tag{1}$$

Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit c eine Konstante ist, kann man einsetzen:

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \tag{2}$$

(λ in m, c in m/s, f in Hz)
oder

$$\lambda = \frac{300\,000}{f} \tag{3}$$

(λ in m, c in km/s, f in kHz).
Ist die Wellenlänge bekannt und wird die Frequenz gesucht, so stellt man die Formel um:

$$f = \frac{300\,000}{\lambda} \tag{4}$$

(f in kHz, c in km/s, λ in m).

Die Wellenlänge oder die Frequenz eines Senders stellt die wichtigste kennzeichnende Angabe dar, die es ermöglicht, aus einer Vielzahl von Ausstrahlungen den gewünschten Sender auszuwählen, indem der Empfänger auf die entsprechende Frequenz (bzw. Wellenlänge) abgestimmt wird.
Eine Umrechnungstafel Frequenz in Wellenlänge und umgekehrt befindet sich im Anhang des Teiles II.

1.2. Die Fernsehbänder und deren Frequenzbereiche

Nach der CCIR-Norm werden in Deutschland Fernsehsendungen in den Bändern I, III, IV und V ausgestrahlt. Die Breite des Übertragungskanals beträgt für jeden Fernsehsender nach dieser Norm 7 MHz. Lediglich im Kanal 1 (Band I) steht nur eine Breite von 6 MHz zur Verfügung. Dieser Kanal wurde jedoch in Deutschland bisher nicht belegt. Die Kanalbreite in den Bändern IV und V beträgt für alle europäischen Fernsehnormen einheitlich 8 MHz.
In der nachfolgenden Tafel 1 werden sämtliche Fernsehkanäle nach CCIR aufgeführt, und zwar mit den Frequenz- bzw. Wellenlängenangaben. Die Fernseh-Großsender des Deutschen Fernsehfunks in Band I und Band III sind unter den zugehörigen Kanälen eingetragen.

Tafel 1 Die Fernsehbereiche nach CCIR-Norm

Kennzeichnung	Kanalgrenzen MHz bis MHz	Bildträger MHz	Tonträger MHz	Mittlere Wellenlänge etwa m	Sender des DFF
Band I					
Kanal 1	41 bis 47	41,25	46,75	6,80	
Kanal 2	47 bis 54	48,25	53,75	6,00	
Kanal 3	54 bis 61	55,25	60,75	5,20	Helpterberg
Kanal 4	61 bis 68	62,25	67,75	4,65	Cottbus, Berlin
Band III					
Kanal 5	174 bis 181	175,25	180,75	1,69	Inselsberg
Kanal 6	181 bis 188	182,25	187,75	1,63	Brocken
Kanal 7	188 bis 195	189,25	194,75	1,57	

Kennzeichnung	Kanalgrenzen MHz bis MHz	Bildträger MHz	Tonträger MHz	Mittlere Wellen-länge etwa m	Sender des DFF
Kanal 8	195 bis 202	196,25	201,75	1,51	Karl-Marx-Stadt Marlow
Kanal 9	202 bis 209	203,25	208,75	1,46	Leipzig
Kanal 10	209 bis 216	210,25	215,75	1,41	Dresden
Kanal 11	216 bis 223	217,25	222,75	1,37	Schwerin
Kanal 12	223 bis 230	224,25	229,75	1,33	
Band IV/V				cm	
Kanal 21	470 bis 477	471,25	476,75	63	
Kanal 22	478 bis 485	479,25	484,75	62,5	
Kanal 23	486 bis 493	487,25	492,75	61	
Kanal 24	494 bis 501	495,25	500,75	60	
Kanal 25	502 bis 509	503,25	508,75	59	
Kanal 26	510 bis 517	511,25	516,75	58	
Kanal 27	518 bis 525	519,25	524,75	57,5	
Kanal 28	526 bis 533	527,25	532,75	56,5	
Kanal 29	534 bis 541	535,25	540,75	55,5	
Kanal 30	542 bis 549	543,25	548,75	55	
Kanal 31	550 bis 557	551,25	556,75	54	
Kanal 32	558 bis 565	559,25	564,75	53	
Kanal 33	566 bis 573	567,25	572,75	52,5	
Kanal 34	574 bis 581	575,25	580,75	51,5	
Kanal 35	582 bis 589	583,25	588,75	51	
Kanal 36	590 bis 597	591,25	596,75	50,5	
Kanal 37	598 bis 605	599,25	604,75	50	
Kanal 38	606 bis 613	607,25	612,75	49	
Kanal 39	614 bis 621	615,25	620,75	48,5	
Kanal 40	622 bis 629	623,25	628,75	48	
Kanal 41	630 bis 637	631,25	636,75	47	
Kanal 42	638 bis 645	639,25	644,75	46,5	
Kanal 43	646 bis 653	647,25	652,75	46	
Kanal 44	654 bis 661	655,25	660,75	45,5	
Kanal 45	662 bis 669	663,25	668,75	45	
Kanal 46	670 bis 677	671,25	676,75	44,5	
Kanal 47	678 bis 685	679,25	684,75	44	
Kanal 48	686 bis 693	687,25	691,75	43,5	
Kanal 49	694 bis 701	695,25	700,75	43	
Kanal 50	702 bis 709	703,25	708,75	42,5	
Kanal 51	710 bis 717	711,25	716,75	42	
Kanal 52	718 bis 725	719,25	724,75	41,5	
Kanal 53	726 bis 733	727,25	732,75	41	
Kanal 54	734 bis 741	735,25	740,75	40,5	

Kennzeichnung	Kanalgrenzen MHz bis MHz	Bildträger MHz	Tonträger MHz	Mittlere Wellen-länge cm	Sender des DFF
Kanal 55	742 bis 749	743,25	748,75	40,3	
Kanal 56	750 bis 757	751,25	756,75	39,8	
Kanal 57	758 bis 765	759,25	764,75	39,3	
Kanal 58	766 bis 773	767,25	772,75	38,9	
Kanal 59	774 bis 781	775,25	780,75	38,5	
Kanal 60	782 bis 789	783,25	788,75	38,2	

1.3. Elektromagnetische Wellen

Ströme, die durch einen Leiter fließen, erzeugen ein elektromagnetisches Feld, das sich rund um den Leiter aufbaut. Es besteht aus zwei Komponenten, dem elektrischen Feld und dem magnetischen Feld. Um die Vorgänge beim Aufbau eines elektromagnetischen Feldes bildhaft darzustellen, bediente sich schon der große Physiker Michael Faraday der auch heute noch üblichen Methode, ein Kraftfeld durch die Einführung von Kraftlinien zu veranschaulichen.

Ein Kraftfeld wird durch die Größe und die Richtung der Kräfte charakterisiert. Diese können sich von Ort zu Ort ändern. Die Richtung der Kraftlinien entspricht der Richtung der wirkenden Kraft, während durch den Abstand der Kraftlinien voneinander, also durch ihre Dichte, die Größe der Kraft dargestellt wird.

Eine Spannung erzeugt ein elektrisches Feld, während jeder Stromfluß ein magnetisches Feld hervorruft. Es kann aber nur dann ein Strom fließen, wenn ein Potentialunterschied, also eine Spannung vorhanden ist. Daraus läßt sich folgern, daß zu einem magnetischen Feld immer auch ein elektrisches Feld gehört. Die beiden Komponenten des elektromagnetischen Feldes, die elektrischen Feldlinien und die magnetischen Feldlinien, stehen immer senkrecht zueinander.

Wird ein Leiter von einem Gleichstrom durchflossen, so baut sich in dessen Umgebung ein elektromagnetisches Feld auf, das seine Richtung nicht ändert. Ein Wechselstrom hingegen

erzeugt ein elektromagnetisches Feld, dessen Richtung und Stärke sich entsprechend der Periodizität des Wechselstromes laufend umkehrt. Es handelt sich dabei um eine Art Wellenbewegung des elektromagnetischen Feldes, man spricht deshalb auch von einer elektromagnetischen *Welle*. Aus dem Verhalten eines elektromagnetischen Wechselfeldes kann die Fernwirkung (Ausstrahlung) der elektromagnetischen Wellen erklärt werden. Jedes Feld enthält Energie, die vom speisenden Generator entnommen wird. Beim Einschalten des Generators tritt nach einer bestimmten Zeit Energie aus dem Leiter in dessen Umgebung aus: Das elektromagnetische Feld hat sich aufgebaut. *Nach einer bestimmten Zeit* deshalb, weil sich die elektrische Energie nicht unendlich schnell, sondern *nur* mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. Schaltet man den Generator wieder ab, so bricht auch das elektromagnetische Feld zusammen, d. h., die Energie des Feldes kehrt wieder in den Leiter zurück. Auch dieser Rückkehrvorgang erfordert eine laufzeitbedingte Zeitspanne. Deshalb können auch die am weitesten vom Leiter entfernten Feldteile nur als letzte zu diesem zurückkehren. Wird ein Leiter von einem sinusförmigen Wechselstrom durchflossen, so wiederholen sich die Ein- und Ausschaltvorgänge laufend in Abhängigkeit von der Frequenz. Allerdings kann man bei einem hochfrequenten Wechselstrom nur in übertragenem Sinn von Schaltvorgängen sprechen; tatsächlich handelt es sich um ein periodisches Ansteigen und Abfallen von Strom und Spannung, wobei im Augenblick des Strommaximums immer ein Spannungsminimum und umgekehrt vorhanden ist. Unter bestimmten Voraussetzungen geschieht folgendes: Mit dem Ansteigen des Wechselstromes baut sich — durch die Laufzeit etwas verzögert — ein elektromagnetisches Feld auf. Fällt der Strom entsprechend dem sinusförmigen Verlauf ab, dann versucht auch die Feldenergie wieder in den Leiter zurückzukehren. Da aber — bedingt durch die Laufzeit — Teile der Feldenergie verspätet beim Leiter ankommen, herrscht dort bereits eine völlig veränderte Stromverteilung. Dieser neue Strom baut wieder ein neues Feld auf, das Teile des zurückkehrenden alten Feldes vom Leiter wegdrückt. Die so „ausgesperrten" elektrischen Feldlinien bilden

geschlossene Schleifen, die von magnetischen Feldlinien umschlungen sind. Da sie vom Antennenleiter weggestoßen wurden, breiten sie sich mit Lichtgeschwindigkeit im Raum aus. Entsprechend der Periodizität des Wechselstromes wiederholt sich dieser Vorgang laufend; darum entstehen elektromagnetische Wellen, die in Frequenz und Wellenlänge dem erregenden Wechselstrom analog sind.
Die Voraussetzung für das Ausbilden elektromagnetischer Wellen im freien Raum besteht darin, daß der Generator immer zu einem ganz bestimmten Zeitpunkt eine entgegengesetzt gerichtete Stromverteilung liefert, die dem zusammenbrechenden Feld die Rückkehr zum Leiter versperrt und es somit zwingt, in den Raum abzuwandern. Das ist dann der Fall, wenn die Leiterlänge (Antennenlänge) elektrisch der halben Wellenlänge des erregenden Wechselstromes entspricht. Das heißt, die Antenne befindet sich in Resonanz mit der sie erregenden Frequenz.

1.3.1. Die Polarisation des elektromagnetischen Feldes

Wie schon der Name sagt, besitzt das elektromagnetische Feld zwei Komponenten, das elektrische Feld und das magnetische Feld. Das elektrische Feld liegt in der gleichen Ebene wie die meisten Antennenleiter, das magnetische Feld steht um 90° versetzt, also senkrecht dazu. Wenn die Polarisation der elektromagnetischen Wellen gekennzeichnet werden soll, bezieht man sich auf die Lage des elektrischen Feldes. In der Praxis ist das sehr einfach festzustellen: Ein waagerecht zur Erdoberfläche ausgerichteter Antennenleiter strahlt waagerecht (horizontal) polarisierte Wellen ab. Sinngemäß verursacht eine senkrecht (vertikal) stehende Antenne eine vertikale Polarisation. Die deutschen Fernsehsender arbeiten überwiegend mit horizontaler Polarisation. Vereinzelt findet man jedoch auch die vertikal polarisierte Abstrahlung (z. B. Fernsehsender Leipzig, Kanal 9, und Dresden, Kanal 10). Für maximale Energieaufnahme muß die Empfangsantenne die gleiche Polarisation wie die Sendeantenne besitzen.

1.4. Der Zusammenhang zwischen Antennenleistung und Feldstärke

Die Stärke des elektromagnetischen Feldes, kurz Feldstärke genannt, nimmt linear mit der Entfernung ab. Das läßt sich sehr einfach dadurch veranschaulichen, daß sich die Energie bei wachsender Entfernung auf immer größere Flächen verteilen muß, sie wird sozusagen verdünnt. Ein Halbwellendipol, der die Leistung P abstrahlt, erzeugt in der Entfernung d eine Feldstärke E von:

$$E = 7\frac{\sqrt{P}}{d}; \qquad (5)$$

(E = Feldstärke in m V/m,
P = Strahlungsleistung in W,
d = Entfernung in km).

Daraus kann man erkennen, daß die elektrische Feldstärke in einem bestimmten Abstand proportional der Wurzel aus der Strahlungsleistung des Senders und umgekehrt proportional dem Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne ist. Diese Formel gilt jedoch nur bei ungestörter Freiraumausbreitung, d. h., im Ausbreitungsweg dürfen sich keine Hindernisse befinden und keine Reflexionen oder Absorptionen auftreten.

Beispiel:

Die Strahlungsleistung eines Fernsehsenders beträgt 10 kW. Mit welcher Feldstärke kann bei ungestörter Ausbreitung in 50 km Entfernung gerechnet werden?

$$E = 7\frac{\sqrt{10000}}{50} = 14 \text{ mV/m}.$$

1.5. Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in den Fernsehbereichen

Fernsehsender der Bänder I und III arbeiten auf Ultrakurzwellen (UKW). Diese Meterwellen mit einem Bereich von 10 m bis 1 m, entsprechend 30 bis 300 MHz, werden international

mit VHF (engl.: Very High Frequencies — sehr hohe Frequenzen) bezeichnet. Die Frequenzen der Bänder IV und V hingegen befinden sich bereits im Dezimeterwellengebiet, dem man den Bereich von 300 bis 3000 MHz (entspricht 10 dm bis 1 dm) zugeordnet hat. International nennt man die Dezimeterwellen UHF (engl.: Ultra High Frequencies = ultra hohe Frequenzen).
Um die Art der Ausbreitung grob zu charakterisieren, bezeichnet man die Wellen < 10 m auch als *quasioptische* (dem Lichte ähnliche) Wellen. Sie breiten sich nahezu geradlinig aus (können also der Erdkrümmung nicht folgen) und werden wie das Licht reflektiert, gebeugt und gebrochen. Sie sind deshalb zur sicheren Überbrückung von Entfernungen, die innerhalb der theoretisch möglichen optischen Sicht liegen, besonders geeignet.

1.5.1. Die ungehinderte Freiraumausbreitung

Bei einem Erdradius von 6370 km errechnet sich die optische Sichtweite nach der Formel

$$d = 3{,}55 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \qquad (6)$$

(d = optische Sichtweite in km, h_1 = Höhe der Sendeantenne in m, h_2 = Höhe der Empfangsantenne in m).
Die tatsächlich jederzeit sicheren Reichweiten der Ultrakurzwellen gehen jedoch um mindestens 15 % über den optischen Horizont hinaus. Neuere Forschungen erklären diese Krümmung der Ultrakurzwellen zur Erdoberfläche hin als eine Folge des mit der Höhe abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft. Die Vergrößerung der sicheren UKW-Reichweiten über den optischen Horizont hinaus wird durch die folgende Näherungsformel berücksichtigt:

$$d = 4{,}13 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

(d in km, h_1 in m, h_2 in m).

Dieser Formel liegt der sogenannte „Vierdrittel-Radius“ der Erde zugrunde, d. h., es wird nicht mit dem tatsächlichen

mittleren Erdradius von 6370 km gerechnet, sondern mit einem um ein Drittel vergrößerten, effektiven Erdradius von rund 8500 km. Statt der Konstante 3,55 aus der vorhergehenden Formel ergibt sich hier bei sonst gleichen Dimensionen eine Konstante von 4,13.

Beispiel:
Ein Fernsehsender, der sich in einer Höhe von 900 m über NN befindet, hat eine sichere Reichweite von

$$d = 4{,}13 \cdot (\sqrt{900}) \doteq 4{,}13 \cdot 30 = 123{,}9 \text{ km.}$$

Ist der Standort des Empfängers in einer Höhe von 100 m über NN, so vergrößert sich die Reichweite auf

$$d = 4{,}13 \cdot (\sqrt{900} + \sqrt{100}) = 4{,}13 \cdot 40 = 165{,}2 \text{ km.}$$

Das setzt jedoch eine ungehinderte Freiraumausbreitung voraus, d. h., im Ausbreitungsweg dürfen sich keine Hindernisse befinden. Die vergrößerte Reichweite der Ultrakurzwellen über den optischen Horizont hinaus wird durch die Begriffe UKW-Horizont oder radiooptische Sichtweite charakterisiert. Jenseits des UKW-Horizontes nimmt die Feldstärke schnell ab. Der Abfall erfolgt um so steiler, je kürzer die Wellenlänge ist.

1.5.2. Überreichweiten in den Fernsehbereichen

Die Kurzwellenausbreitung stützt sich fast ausschließlich auf die reflektierenden Eigenschaften der Ionosphäre, mit deren Hilfe die für diesen Wellenbereich charakteristischen großen Reichweiten erzielt werden. Bei den Ultrakurzwellen ist eine ionosphärische Reflexion — abgesehen von seltenen Ausnahmefällen — bereits nicht mehr festzustellen. Sie durchstoßen alle Schichten der Erdatmosphäre und verlieren sich schließlich im Weltraum. Deshalb sind auch die Entfernungen, die man auf unserer Erde mit den Ultrakurzwellen überbrücken kann, verhältnismäßig gering. Da die VHF und UHF von der Ionosphäre nicht mehr reflektiert werden, sondern diese durchstoßen, stellen sie bildlich gesprochen „das offene Fenster zum

Weltraum" dar. Diese Eigenschaft ermöglicht sichere Funkverbindungen zu Erdsatelliten und Weltraumstationen sowie radioastronomische Forschungen. Über Fernsehsatelliten wurden bereits sehr erfolgreiche Fernsehübertragungen über Kontinente hinweg durchgeführt (z. B. Übertragung der Olympiade 1964 in Tokio mit Hilfe des Syncom und des Telstar). Die sehr großen Reichweiten dieser Art kann man jedoch nicht als Überreichweiten bezeichnen, denn der Nachrichtenverkehr von und zu Satelliten- und Weltraumstationen wird immer als Freiraumausbreitung innerhalb der radiooptischen Sichtweite durchgeführt.

1.5.2.1. Troposphärisch bedingte Überreichweiten der VHF und UHF

Schon frühzeitig wurde festgestellt, daß die auftretenden Überreichweiten von VHF und UHF mit meteorologischen Zuständen unserer Erdatmosphäre in engem Zusammenhang stehen. Die Troposphäre, in der sich die unser Wetter bestimmenden Vorgänge überwiegend abspielen, erstreckt sich vom Erdboden bis in eine Höhe von etwa 11 km und wird auch Wettersphäre genannt. Bild 1.1. gibt einen Überblick über Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Normalatmosphäre. Die Temperatur der Troposphäre fällt normalerweise mit zunehmender Höhe, und zwar um 6 bis 8 °C je 1000 Meter Anstieg. Sie erreicht an ihrer Obergrenze, in der Tropopause, ein Minimum von durchschnittlich —50 °C.
Als nächstes „Stockwerk" unserer Lufthülle folgt in einer Höhe von 11 bis 80 km die Stratosphäre. Sie ist ein Bereich ohne gewöhnliche Wettererscheinungen. Ein Einfluß der Stratosphäre auf die UKW-Ausbreitung konnte bisher nicht nachgewiesen werden.
Der in Bild 1.1. dargestellte Normalzustand der Troposphäre ist durch die mit steigender Höhe stetig abfallende Temperatur gekennzeichnet. Es wurde bereits in Abschnitt 1.5.1. festgestellt, daß die um mindestens 15 % über den optischen Horizont hinausgehenden regelmäßigen Überreichweiten der Ultra-

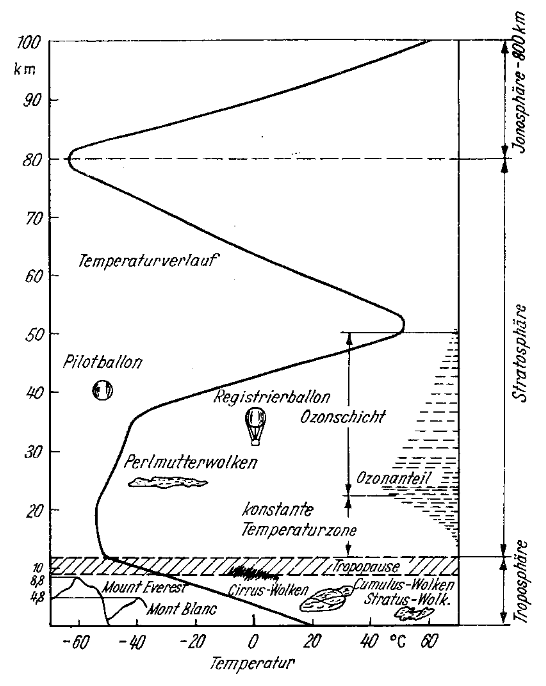


Bild 1.1. Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Atmosphäre

kurzwellen durch Brechungserscheinungen infolge des mit der Höhe stetig abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft zu erklären sind. Dieser Normalfall ist in Bild 1.2.a dargestellt, wobei der regelmäßige Abfall von Temperatur und relativer Luftfeuchtigkeit lediglich einen angenommenen, idealisierten Zustand kennzeichnet. Infolge von meteorologischen Einflüssen kann jedoch die Änderung der Lufttemperatur und der relativen Feuchte sehr sprunghaft und dadurch vom Normalverlauf abweichend erfolgen. Häufig schieben sich warme Luftmassen zwischen oder über kältere Luftschichten und rufen dadurch eine Temperaturumkehr hervor, wie sie in Bild 1.2.b dargestellt ist. Eine solche Temperaturumkehr —

Bild 1.2. Temperatur und relative Luftfeuchtigkeit; (a) regelmäßiger Abfall, (b) Temperaturumkehr

auch Inversion genannt — bedeutet einen Wechsel in der Luftdichte. Dabei bildet die Warmluft ein dünneres Medium als die Kaltluft.

Das Brechungsgesetz der Optik besagt, daß ein Lichtstrahl beim Übertritt von einem optisch *dichten* Medium in ein optisch *dünneres* Medium vom Lote weg gebrochen wird, dagegen beim Eintritt in ein optisch dichteres Medium eine Brechung zum Lote hin erfährt. Bild 1.3. veranschaulicht diesen Vorgang:

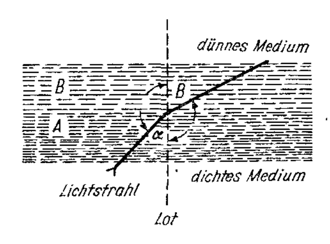


Bild 1.3. Brechung der Lichtstrahlen beim Übergang von einem dichten in ein dünnes Medium

Ein Lichtstrahl, der sich in einem dichten Medium A unter dem Winkel α fortpflanzt, wird beim Übertritt in das dünnere Medium B vom Lote weg gebrochen und erhält eine Richtungsänderung mit dem Winkel β ($\beta > \alpha$). Auch VHF und UHF verhalten sich bei Dichteänderungen des Ausbreitungsmediums wie Lichtstrahlen. Sie beweisen damit ihre quasioptischen Eigenschaften, die zu den großen Überreichweiten führen. Wann stellt nun unsere atmosphärische Luft ein dichteres und wann ein dünneres Medium dar? Warme Luft dehnt sich aus, sie wird dadurch leichter und hat deshalb das Bestreben, senkrecht nach oben zu steigen. Sie hat somit eine geringere Dichte als die schwere Kaltluft. Aber nicht nur die Temperatur allein ist entscheidend für die Dichte und damit für den Brechungskoeffizienten der Luft, sondern auch deren relative Feuchte. Trockene Luft weist geringere Dichte auf als feuchte Luft. Die Lufterwärmung ist immer mit einer Abnahme der relativen Feuchte verbunden, sofern nicht während des Erwärmungsvorganges neue Feuchtigkeit hinzuströmt.
Beim Eintreten in eine Inversionsschicht, die etwa entsprechend Bild 1.2.b verlaufen kann, erfährt der Funkstrahl eine Krümmung zur Erdoberfläche hin, der UKW-Horizont wird dadurch entsprechend vergrößert. Weiträumige und hochliegende Inversionen, sogenannte Höheninversionen, können Überreichweiten von 1000 km und mehr im VHF- und UHF-Bereich durch Refraktion (Brechung) verursachen. Die Ausbildung solcher Höheninversionen ist an bestimmte Wetterlagen gebunden. Ganz allgemein kann man sagen, daß in solchen Fällen die Großwetterlage durch ein weiträumiges Hochdruckgebiet gekennzeichnet sein muß. Starke Luftbewegungen verhindern die Ausbildung von Inversionen, weil die aufgleitende Warmluft immer wieder mit Kaltluft durchmischt wird.

1.5.2.2. Ionosphärisch bedingte Überreichweiten der Ultrakurzwellen

Unter dem Einfluß der energiereichen ultravioletten Sonneneinstrahlung werden aus dem Atomverband der in der Hoch-

atmosphäre vorhandenen Gase Elektronen herausgelöst. Dadurch entstehen elektrisch geladene Teilchen, die Ionen. Den Bereich der Hochatmosphäre, in dem sich ionisierte Schichten ausbilden, nennt man Ionosphäre. Durch diese Ionen wird die Ionosphäre zu einem elektrischen Leiter und reflektiert die elektromagnetischen Wellen bestimmter Frequenzbereiche. Die Ionosphäre ist dauernden Zustandsänderungen unterworfen, die von einem tages- und jahreszeitlichen sowie von einem durch die Sonnentätigkeitsperiode bestimmten Zyklus hervorgerufen werden. Häufig befinden sich innerhalb der sogenannten normalen E-Schicht bei etwa 100 km bis 150 km Höhe unregelmäßig verteilte und stark ionisierte Gebiete. Diese anomale Schicht nennt man sporadische E-Schicht oder kurz E_S-Schicht. Während die Wirkungen der E_S-Schicht nahezu bekannt sind, konnte die Wissenschaft bisher noch nicht eindeutig die Ursache ihrer Entstehung ermitteln. Einerseits wird vermutet, daß die ständig in die Erdatmosphäre eindringenden und dort verdampfenden Meteore zu einem gewissen Teil eine zusätzliche Ionisation bewirken, andererseits werden Wechselbeziehungen zwischen dem Auftreten von Polarlichterscheinungen und der E_S-Schicht angenommen.

Es ist erwiesen, daß für einen begrenzten Teil des UKW-Bereiches zwischen 30 MHz und etwa 100 MHz ionosphärische Reflexionen an der E_S-Schicht stattfinden können. Es treten deshalb bei außergewöhnlich kräftiger Ausbildung der sporadischen E_S-Schicht auch im gesamten Fernseh-Band I hin und wieder große Überreichweiten auf, die durch Reflexionen an der E_S-Schicht verursacht werden. Da sich die reflektierende Schicht in einer Höhe von 100 km bis 150 km befindet, läßt sich errechnen, daß die Strahlung rund 900 km bis 2000 km vom Sender entfernt wieder zur Erde reflektiert wird. Im Fernsehband I können in den Jahren des Sonnenfleckenmaximums auch gelegentlich Reflexionen an der F-Schicht (etwa 200 km bis 500 km Höhe) auftreten. Sie ermöglichen dann meist sehr kurzzeitig einen Überreichweitenempfang über Entfernungen von vielen Tausend Kilometern (Empfang britischer und französischer Fernsehsen-

der in Amerika, Empfang amerikanischer Fernsehsender in Afrika usw.).
Vorwiegend in den Randgebieten des Versorgungsbereiches von Fernsehsendern kommen Störungen des Fernsehbildes durch Überreichweitenempfang vor. Es werden dabei Gleichkanalstörungen verursacht, die schon bei sehr geringen Feldstärken des störenden Senders sichtbar sind. In extremen, allerdings sehr seltenen Fällen von Überreichweitenempfang kann es vorkommen, daß der Nutzsender vom störenden Sender völlig „weggedrückt" wird. Obwohl bei der Frequenzplanung von Fernsehsendern bestimmte Sicherheitsabstände und Leistungsbegrenzungen international beachtet werden, treten bei anomalen Ausbreitungsbedingungen Überreichweitenstörungen immer wieder auf. Da wegen des dichten Fernsehsendernetzes in Mitteleuropa die Empfangskanäle der Fernsehbänder I und III bereits mehrfach belegt werden mußten, kann man bei der Frequenzplanung nur normale Ausbreitungsbedingungen berücksichtigen. Für Fernseh-Großsender mit 100 kW effektiver Strahlungsleistung im Band I ist z. B. der Sicherheitsabstand zwischen zwei Sendern mit mindestens 710 km festgelegt. Er beträgt unter gleichen Bedingungen im Fernsehband III 570 km.

1.6. Die Möglichkeiten der Fernsehversorgung

Ein Empfangsort gilt als ausreichend versorgt, wenn von einem Fernsehsender im Band I eine Feldstärke von mindestens 0,5 mV/m vorhanden ist. Für das Fernsehband III wird eine Mindestfeldstärke von 1 mV/m gefordert. Die zuständigen Institutionen sind bestrebt, diese Empfehlungen der Stockholmer Konferenz zu verwirklichen. Während im Flachland eine annähernd lückenlose Fernseh-Flächenversorgung verhältnismäßig einfach zu erreichen ist, bereitet es in gebirgigen Gegenden außerordentliche Schwierigkeiten, alle Fernsehteilnehmer zufriedenzustellen. Bedingt durch die lichtähnliche Ausbreitung der Ultrakurzwellen liegen viele Gebirgstäler, Hänge und Talkessel sozusagen im Schatten der Strahlung. In

solchen Abschattungsgebieten erzielt man auch in unmittelbarer Sendernähe und mit großen Strahlungsleistungen kaum eine ausreichende Empfangsfeldstärke. Zu einer lückenlosen Fernsehversorgung ist deshalb noch eine Vielzahl von Fernseh-Hilfsstationen erforderlich, die entsprechend den Gegebenheiten als Fernseh-Ballsender, Fernseh-Frequenzumsetzer und Fernseh-Umlenkantennenanlagen arbeiten. In manchen Fällen werden auch Eindraht-Wellenleitungen (Goubau-Leitungen) eingesetzt.

1.6.1. Fernseh-Großsender

Die Fernseh-Großsender bilden das Grundnetz für die Fernsehversorgung eines Landes. Ihre Senderleistung beträgt im allgemeinen nicht weniger als 10 kW. Durch Bündelung der Abstrahlung in der Vertikalebene entsteht — trotz Rundstrahlung in der Horizontalen — ein Leistungsgewinn. Bei einem Band-III-Sender wird durch die Antennenanlage meist ein zehnfacher Leistungsgewinn in der Abstrahlrichtung erzielt. Die Strahlungsleistung eines 10-kW-Senders kann in diesem Falle mit 100 kW angegeben werden. Mit Strahlungsleistungen dieser Größenordnung erreicht man — ungehinderte Ausbreitung vorausgesetzt — auch am Rande des radiooptischen Horizontes noch Feldstärken, die weit über den geforderten Mindestwerten liegen.

Die Fernseh-Großsender sind im allgemeinen über Dezimeter-Richtfunkstrecken mit dem Fernsehzentrum verbunden und erhalten auf diesem Weg ihre Bild- und Tonmodulation. Darüber hinaus werden die Fernsehzentren meist über weitere Dezimeter-Richtfunkstrecken noch mit anderen Ländern verbunden, die Fernseh-Direktübertragungen über große Entfernungen ermöglichen. So ist z. B. der Deutsche Fernsehfunk (DFF) dem Intervisionsnetz angeschlossen, dessen Zentrum sich in Prag befindet. Über Intervision können zur Zeit Fernsehübertragungen der Programme ČT (ČSSR), TVP (Volksrepublik Polen), TSS (Sowjetunion), MT (Volksrepublik Ungarn), TVR (Volksrepublik Rumänien), BT (Volksrepublik

Bulgarien) und DFF (Deutsche Demokratische Republik) untereinander abgewickelt werden. Darüber hinaus bestehen über das Intervisionsnetz Querverbindungen zu den Anliegerstaaten des Eurovisionsnetzes.

1.6.2. Fernseh-Ballsender

Ein Fernseh-Ballsender trägt eigentlich seinen Namen zu Unrecht, denn er ist ein vollwertiger, ganz normaler Fernsehsender. Die Bezeichnung Ballsender kennzeichnet lediglich, daß der Sender nicht wie üblich über eine Dezimeter-Richtfunkstrecke, sondern von einem Ballempfänger moduliert wird. Dieser ist ein besonders hochwertiger und betriebssicherer Empfänger, der wie jeder andere Fernsehempfänger einen benachbarten Fernsehsender aufnimmt. Das im Ballempfänger demodulierte Videogemisch und Tonsignal unterscheidet sich nicht von dem, wie es ein Dezimeter-Richtfunkempfänger liefert. Es wird in gleicher Weise dem Ballsender zugeführt und moduliert diesen. Ohne jede Veränderung könnte man einen Fernseh-Ballsender auch über eine Dezimeter-Richtfunkstrecke modulieren.
Das Ballsystem hat einige Nachteile: Der Übertragungskanal im Fernseh-Frequenzbereich ist weitaus anfälliger gegenüber Störungen, die von außen einfallen (z. B. Überreichweitenstörungen) als eine Dezimeter-Richtfunkstrecke. Weiterhin haben Ausfälle des versorgenden Fernsehsenders einen Modulationsausfall des Ballsenders zur Folge. Fernseh-Ballsender werden deshalb nur in Sonderfällen eingesetzt und haben entsprechend ihrer Aufgabenstellung kleine bis mittlere Strahlungsleistungen.
Auch Fernseh-Großsender arbeiten manchmal vorübergehend als Ballsender, und zwar dann, wenn die Dezimeter-Richtfunkstrecke ausfällt und der direkte Empfang eines benachbarten Fernsehsenders möglich ist. Für Reservezwecke hat man in solchen Fällen einen Fernseh-Ballempfänger vorgesehen, der die Modulation des Senders — allerdings mit manchmal verminderter Bildqualität — sicherstellt.

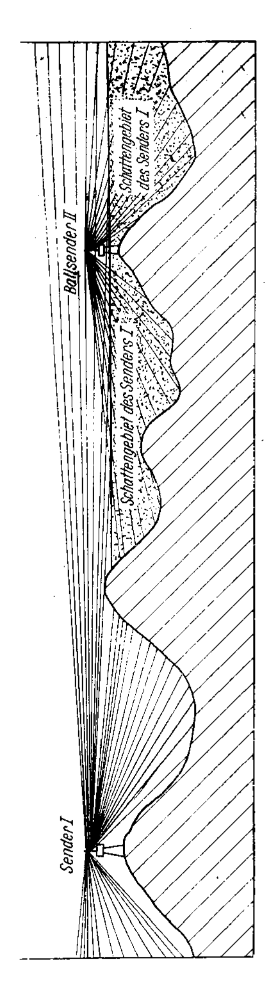


Bild 1.4. Versorgung von Schattengebieten durch einen Fernseh-Ballsender

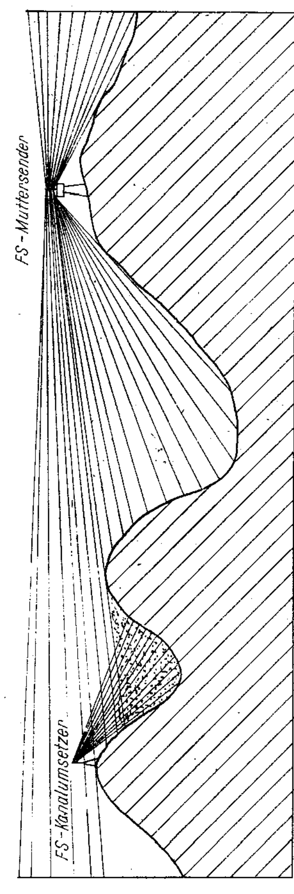


Bild 1.5. Versorgung eines kleinen Schattengebietes durch Fernseh-Kanalumsetzer

Ein Beispiel für den Einsatz eines Fernseh-Ballsenders ist in Bild 1.4. dargestellt. Daraus geht hervor, daß der Fernsehsender I bestimmte Gebiete — sogenannte Schattengebiete — auf Grund der quasioptischen Ausbreitung nicht erreicht. Mit einem Fernseh-Ballsender II lassen sich bei mittlerer Leistung mehrere größere Abschattungsgebiete versorgen. Durch den erhöhten Standort ist gewährleistet, daß der Sender II über Ballempfang vom Sender I moduliert werden kann. Sender I und Sender II müssen auf verschiedenen Fernsehkanälen arbeiten.

1.6.3. Fernseh-Frequenzumsetzer

Ein Fernseh-Frequenzumsetzer, oft auch als Fernseh-Kanalumsetzer oder kurz als Fernsehumsetzer bezeichnet, empfängt das Hochfrequenzsignal von seinem Muttersender und setzt dieses — ohne zu demodulieren — in einer Mischstufe auf einen anderen Fernsehkanal um. Es erfolgt also lediglich ein Frequenzwechsel des Bild- und des Tonträgers, Modulationsart und Modulation (Bild- und Tonmodulation) werden nicht verändert. Fernseh-Kanalumsetzer setzt man vorwiegend in gebirgigen Gegenden zur „Ausleuchtung" kleinerer Schattengebiete ein. Da hierbei vom Fernsehumsetzer meist nur eng begrenzte Gebiete in geringer Entfernung versorgt werden müssen, sind Leistungen < 1 W fast immer ausreichend, zumal sich durch scharfbündelnde Sendeantennen die Energie auf das kleine Versorgungsgebiet konzentrieren läßt. In Sonderfällen versieht man Fernseh-Kanalumsetzer mit zusätzlichen Leistungs-Endstufen.
In Bild 1.5. ist ein Beispiel für den Einsatz eines Fernseh-Kanalumsetzers dargestellt. In diesem Falle wird ein kleineres Schattengebiet, in dem sich etwa ein Dorf befinden könnte, durch einen vom Fernseh-Muttersender gespeisten Kanalumsetzer „ausgeleuchtet".

1.6.4. Fernseh-Umlenkantennenanlagen

Fernseh-Umlenkantennenanlagen bilden die primitivste Art der Fernsehversorgung in Schattengebieten. Wie Bild 1.6. zeigt,

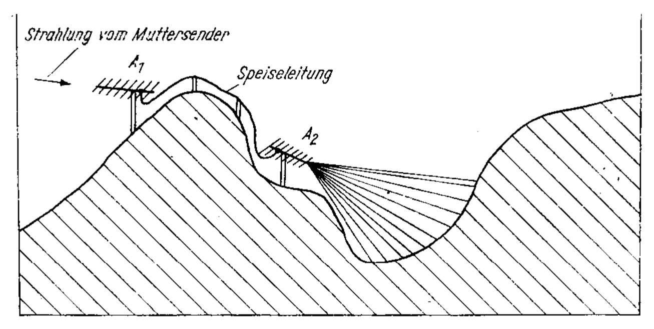


Bild 1.6. Schema einer Fernseh-Umlenkantennenanlage

besteht eine Umlenkantennenanlage aus einer Empfangsantenne A_1 und der Abstrahlantenne A_2. Beide sind über eine Speiseleitung miteinander verbunden. A_1 empfängt vom Fernseh-Muttersender eine Hochfrequenzspannung, die von der Speiseleitung zu A_2 weitergeführt wird. A_2 ist auf das zu versorgende Schattengebiet ausgerichtet und strahlt einen gewissen Teil der von A_1 aufgenommenen Empfangsenergie in diese Richtung ab. Da eine solche Anlage die Empfangsspannung nicht verstärkt, sondern einen Teil derselben nur in eine andere Richtung „weiterreicht" (umlenkt), nennt man sie *passive* Umlenkantennenanlage. Heute sind nur noch aktive Umlenkanlagen üblich, die sich dadurch kennzeichnen, daß zwischen Empfangsantenne A_1 und Abstrahlantenne A_2 ein Antennenverstärker eingeschaltet ist. Das empfangene Hochfrequenzsignal wird somit verstärkt und über A_2 abgestrahlt. Mit diesem *aktiven* Verfahren ist es möglich, auch bei verhältnismäßig geringer Empfangsfeldstärke des Muttersenders bei A_1 diese so zu verstärken, daß das Schattengebiet über A_2 ausreichend versorgt werden kann.

Leider verlangt dieses Versorgungsverfahren Voraussetzungen, die sich nur sehr selten erfüllen lassen. Da keine Umsetzung der Kanalfrequenz erfolgt, besteht die Hauptforderung, daß im zu versorgenden Schattengebiet keine oder nur außerordentlich geringe Restfeldstärken vom Muttersender nachweisbar sein dürfen. Weiterhin darf auch am Standort der

Abstrahlantenne A_2 keine direkt oder indirekt einfallende Strahlung des Muttersenders vorhanden sein. Es besteht jedoch häufig die Möglichkeit, daß durch gegenüberliegende Berghänge usw. der Muttersender mehr oder weniger stark in das Abschattungsgebiet reflektiert wird. In Verbindung mit einer Umlenkantennenanlage würden in solchen Fällen Doppelbilder, Plastikerscheinungen und sonstige Beeinträchtigungen der Bildqualität auftreten.

1.6.5. Eindraht-Wellenleiter

In tief eingeschnittenen, schmalen und gewundenen Gebirgstälern, in denen sich häufig langgestreckte, sogenannte Straßensiedlungen befinden, ist es oft nicht möglich, mit herkömmlichen Mitteln alle Fernsehteilnehmer zu versorgen. Ein Fernseh-Kanalumsetzer würde nur den Teil einer Talsiedlung erreichen, der innerhalb der Sicht liegt. Fernsehteilnehmer, die sich jenseits einer Talwindung befinden, würden bereits im Abschattungsgebiet des Fernsehumsetzers liegen. In diesen und ähnlichen Fällen ist der Einsatz eines Eindraht-Wellenleiters zweckmäßig. Eine solche Anlage gibt Bild 1.7. wieder. Auf einer empfangsgünstigen Erhebung befindet sich die Emp-

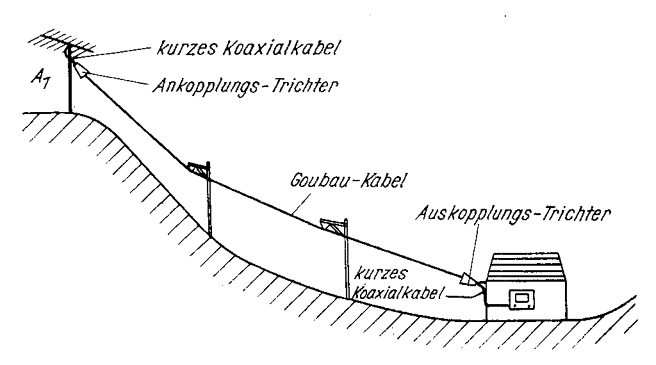


Bild 1.7. Beispiel für die Anordnung einer Goubau-Leitung

fangsantenne A_1, die zum Fernseh-Muttersender gerichtet ist. Das aufgenommene Fernsehsignal wird durch einen Antennen-Mastverstärker noch entsprechend verstärkt. Diese erhöhte Nutzspannung gibt man dann auf die Eindraht-Wellenleitung, die sich als Drahtleitung an Holzmasten befestigt vom Standpunkt der Empfangsantenne A_1 in das Versorgungsgebiet und durch dieses hindurch erstreckt. Meist verlaufen Eindrahtleitungen längs der Ortsstraße, so daß sich Fernsehteilnehmer beider Straßenseiten anschließen können. Die Eindraht-Wellenleitung, nach ihrem Erfinder Dr. Georg Goubau auch Goubau-Leitung genannt, stellt ein verblüffend einfaches Gebilde dar. Sie besteht aus einem metallischen Leiter, der von einer mehr oder weniger dicken Schicht eines Isoliermaterials umgeben ist (Bild 1.8.). Die Fortleitung der Wellen erfolgt entlang dem metallischen Leiter, wobei das umgebende Isoliermaterial eine Konzentration des elektromagnetischen Feldes um den Leiter bewirkt. Je nach Durchmesser des Innenleiters sowie Art und Durchmesser des umgebenden Kunststoff-Dielektrikums wird von der Feldenergie ein zylindrischer Luftraum um die Leitung durchsetzt, der etwa 2 bis 3 Wellenlängen im Radius umfaßt. Die die Leitung umgebende Feldstärke nimmt jedoch nach außen hin sehr schnell ab, etwa 90% der übertragenen Energie strömt in einem Luftraum mit 0,7 λ Radius um den Leiter. Dieser Luftraum, den man Grenzdurchmesser nennt, soll frei von metallischen und größeren dielektrischen Gegenständen sein. Die Fortleitung der Energie im umgebenden Luftraum erfolgt praktisch strahlungsfrei, deshalb ist die Goubau-Leitung außerordentlich dämpfungsarm. Obwohl die Eindraht-Wellenleitung möglichst geradlinig verlegt werden sollte, sind Richtungsänderungen bis zu einem Knickwinkel von 20° zulässig. Durch allmähliche Richtungsänderungen läßt sich die

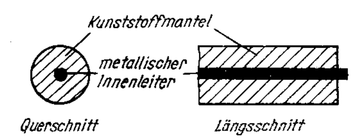


Bild 1.8.
Der Aufbau des Leitermaterials einer Goubau-Leitung

Goubau-Leitung auch um größere Hindernisse oder Kurven herumführen. Es ist der besondere Vorzug eines Eindraht-Wellenleiters, die schlauchartig zusammengefaßte Hochfrequenz verlustarm an jeden beliebigen Ort leiten zu können. Vom VEB Kabelwerk Vacha werden zwei Typen von Drahtwellenleitern hergestellt (s. Tafel 14). Sie dienen vorwiegend zur Verbindung von weit abgesetzten Fernseh-Empfangsantennen mit Empfänger-Gemeinschaften in Orten mit ungünstigen Empfangsbedingungen. Der Typ 2/5—9109.0 wird in Gegenden mit normalen klimatischen Verhältnissen eingesetzt. In Höhenlagen, wo mit Eisbehang und starker Rauhreifbildung zu rechnen ist, sollte der Typ 4/10—9111.0 bevorzugt verwendet werden.
Die Abnahme des Signals durch die einzelnen Fernsehteilnehmer erfolgt sehr einfach durch einen innerhalb des Grenzdurchmessers an die Eindrahtleitung angekoppelten Dipol. Derartige Anlagen haben sich im Mittelgebirgsraum der DDR seit Jahren vorzüglich bewährt.

2. Die Fernsehantenne

Als der Hörrundfunk noch in den Kinderschuhen steckte, war eine lange und in möglichst großer Höhe angebrachte Drahtantenne von größter Bedeutung. Damals arbeiteten die Mittelwellensender noch mit verhältnismäßig kleinen Strahlungsleistungen, und die Senderdichte war so gering, daß gegenseitige Störungen kaum auftraten. Da zu dieser Zeit auch die Empfänger keineswegs besonders empfindlich waren, mußte man schon eine gute Hochantenne besitzen, um beispielsweise eine Sendung aus Budapest oder Rom empfangen zu können. Das Drahtchaos über unseren Dächern wäre nicht ausdenkbar, wenn sich heute jeder Besitzer eines Rundfunkempfängers eine „schöne lange" Hochantenne ausspannen würde. Das ist glücklicherweise nicht erforderlich, denn inzwischen wurden Senderleistung, Senderdichte und Empfängerempfindlichkeit so gesteigert, daß auch schon „ein Stückchen Draht" bzw. eine Innen- oder Gehäuseantenne im Mittelwellenbereich mehr Sender bringt, als unser Rundfunkempfänger manchmal „verdaut". Auch das UKW-Rundfunksendernetz wurde bereits so ausgebaut, daß man in Verbindung mit einem modernen Empfangsgerät in den meisten Fällen auf eine Außenantenne verzichten kann und mit dem Gehäusedipol auskommt.
Völlig anders ist die Situation beim Fernsehempfang. Der Fernsehempfänger benötigt zur Wiedergabe eines rauschfreien Bildes eine erheblich größere Empfangsspannung als etwa ein UKW-Rundfunkempfänger für einwandfreien Tonempfang. Während beim Hörempfang im UKW-FM-Bereich fehlbemessene Antennen oder Behelfsantennen lediglich eine geringere Empfangsspannung, jedoch keine Verminderung der Tonqualität verursachen, liefert eine „schlechte" Fernsehantenne nicht nur ein verrauschtes Bild, sondern es können dazu noch Plastikerscheinungen, Doppelbilder und sonstige Verschlechterungen der Bildqualität auftreten. Man kann deshalb sagen, daß die Fernsehantenne direkten Einfluß auf die

Güte des empfangenen Fernsehbildes hat. Im Normalfall ist daher eine gute Außenantenne für einen guten Fernsehempfang unerläßlich. Zu einer optimal wirksamen Antennenanlage gehört aber nicht nur, daß die Antenne und ihre Ableitung von einwandfreier elektrischer und mechanischer Beschaffenheit sind, sondern daß auch der Antennenstandpunkt richtig gewählt wird. Man kann aber nur dann die Leistungsfähigkeit einer Antenne und deren günstigste Anbringung beurteilen, wenn man die Theorie der Antennentechnik kennt.

2.1. Der Halbwellendipol

Das einfachste und gleichzeitig am stärksten verbreitete Resonanzgebilde in der Antennentechnik ist der Halbwellendipol. Er bildet das Grundelement fast aller Antennenformen und wurde bereits im Jahre 1880 von Heinrich Hertz verwendet. Um Eigenschaften und Wirkungsweise von Antennen verstehen zu können, muß man sich zuerst mit der Theorie des Halbwellendipols beschäftigen.

Wie schon der Name sagt, hat der Halbwellendipol eine Längenausdehnung, die der halben Wellenlänge ($\lambda/2$) der jeweils verwendeten Frequenz entspricht. In diesem Falle befindet sich der Dipol „in Resonanz" mit der Wellenlänge (Bild 2.1.). Der

Bild 2.1. Der gestreckte Halbwellendipol

Ausdruck Dipol bedeutet Zweipol und kennzeichnet, daß der Halbwellenstrahler in seiner geometrischen Mitte aufgetrennt ist. An den dort entstehenden „zwei Polen", den Speisepunkten, kann man die Speiseleitung anschließen.

2.1.1. Die Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellendipol

Wenn man einen Leiter, dessen elektrische Länge der halben Wellenlänge entspricht, in seiner Resonanzfrequenz erregt,

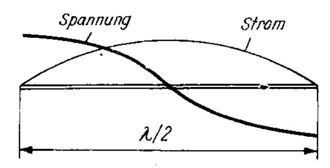


Bild 2.2. Die Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellenstrahler

bilden sich auf ihm „stehende Wellen" aus, die eine Abstrahlung der Hochfrequenz-Energie ermöglichen. Stehende Wellen sind dadurch gekennzeichnet, daß an bestimmten Punkten der Strom nahezu Null ist, während er an anderen Punkten seinen Höchstwert erreicht.
Aus der in Bild 2.2. gezeigten Strom/Spannungs-Verteilung beim $\lambda/2$-Strahler ersieht man, daß in der Strahlermitte der Strom ein Maximum hat (Strombauch), während dort gleichzeitig ein Spannungsminimum (Spannungsknoten) vorhanden ist. An den beiden Strahlerenden findet man umgekehrte Verhältnisse vor: Das Stromminimum (Stromknoten) fällt mit einem Spannungsmaximum (Spannungsbauch) zusammen. Aus der Strom/Spannungs-Verteilung erklärt sich, daß die Elemente von UKW-Antennen häufig in ihrer geometrischen Mitte metallisch mit dem geerdeten Antennenträger verbunden sind. Solche Elemente werden im Spannungsknoten gehaltert, denn wo Spannungsnull herrscht, können auch keine Verluste auftreten. Man kann also im Spannungsminimum die Elemente ohne Bedenken erden.
Mit der Strom/Spannungs-Verteilung auf einem Strahler erhält man gleichzeitig einen Überblick über die Widerstandsverhältnisse. Vom Ohmschen Gesetz her ist bekannt, daß aus Spannung und Strom ein bestimmter Widerstand resultiert:

$$\frac{\text{Spannung}}{\text{Strom}} = \text{Widerstand.}$$

Theoretisch könnte man also für jeden beliebigen Punkt des Strahlers dessen Impedanz (Scheinwiderstand) errechnen,

sofern Strom und Spannung bekannt sind. Wir begnügen uns mit der folgenden wichtigen Feststellung:

Strahlerenden = großer Scheinwiderstand, da größte Spannung und geringster Strom;

Strahlermitte (beim Halbwellendipol) = kleiner Scheinwiderstand, weil Spannungsminimum und großer Strom.

2.1.2. Der Strahlungswiderstand

Der Strahlungswiderstand ist eine Rechengröße, mit deren Hilfe sich der Leistungshaushalt einer Antenne veranschaulichen läßt. Er ergibt sich aus dem Verhältnis Spannung: Strom auf einem Antennenleiter. Um verschiedene Antennen miteinander vergleichen zu können, bezeichnet man als Strahlungswiderstand immer den im Spannungsminimum liegenden Kleinstwert des Widerstandes. Der theoretisch berechnete Strahlungswiderstand eines gestreckten Halbwellendipols beträgt ungefähr 74 Ω. Dieser Wert gilt aber nur, wenn der Antennenleiter unendlich dünn ist und sich im freien Raum befindet. Da man in der Praxis jedoch weder einen unendlich dünnen Antennenleiter darstellen kann, noch die idealen Verhältnisse des freien Raumes vorfindet, muß man mit einem Strahlungswiderstand um 60 Ω rechnen. Da die Speisung eines Halbwellendipols im Strombauch (geometrische Mitte) erfolgt, ist der Strahlungswiderstand gleich dem Eingangswiderstand des Strahlers.

Es wird auffallen, daß immer wieder von „Strahlungswiderstand" und „Strahler" gesprochen wird, obwohl eine Empfangsantenne bekanntlich nicht strahlt, sondern nur empfängt. Gemäß dem Reziprozitätsgesetz sind jedoch alle die Wirkung bestimmenden Eigenschaften einer Antenne für den Sendefall und für den Empfangsfall die gleichen. Untersucht man demnach eine bestimmte Charakteristik einer Antenne, z. B. das Richtdiagramm oder den Antennengewinn, so hat das Ergebnis in gleicher Weise für die Verwendung als Sendeantenne und als Empfangsantenne Gültigkeit. Im allgemeinen lassen sich

die Vorgänge für den Sendefall anschaulicher erklären, deshalb wird diese Darstellungsweise häufig vorgezogen. Das Ergebnis kann jedoch in Theorie und Praxis vollgültig für den Anwendungsfall Empfangsantenne übertragen werden.

2.1.3. Der Halbwellendipol als Schwingkreis

Jeder Leiter ist mit Selbstinduktion und Kapazität behaftet. Bei einem gestreckten Leiter, wie ihn der Halbwellendipol darstellt, sind Induktivität und Kapazität über die Leiterlänge gleichmäßig verteilt. Man kann den Halbwellendipol als offenen Schwingkreis betrachten und ihm auch die Eigenschaften eines solchen zuordnen. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises wird durch die Größe von Selbstinduktion und Kapazität bestimmt. Die Resonanzfrequenz eines Halbwellendipols unterliegt den gleichen Bedingungen. Induktivität und Kapazität — und damit die Resonanzfrequenz — werden im wesentlichen durch die geometrischen Abmessungen des Strahlers bestimmt. Bei Vernachlässigung der Kreisverluste ist die Güte eines Schwingkreises von dessen L/C-Verhältnis abhängig. Dabei ergibt ein großes L/C-Verhältnis (große Selbstinduktion bei kleiner Kapazität) einen schmalbandigen, resonanzscharfen Kreis hoher Güte. Mit kleinem L/C-Verhältnis (kleine Selbstinduktion und große Kapazität) wird der Kreis breitbandig und weniger resonanzscharf.

Auch bezüglich seiner Bandbreite verhält sich der Halbwellenstrahler wie ein Schwingkreis: Ein dicker Strahler hat auf Grund seiner verhältnismäßig großen Oberfläche eine größere Kapazität als ein gleich langer Strahler aus dünnem Material. Der dicke Strahler hat demnach ein kleineres L/C-Verhältnis als der dünne Strahler; er ist deshalb weniger resonanzscharf. Die Ausdrücke „dicker Strahler" und „dünner Strahler" sind nicht exakt. Sie werden es erst, wenn man sie in ein Verhältnis zur Wellenlänge bringt. Das Verhältnis Wellenlänge zu Strahlerdurchmesser (λ/d) nennt man Schlankheitsgrad. Ausgesprochene Breitbandantennen erkennt man im allgemeinen an der großen Strahleroberfläche (z. B. Flächen- oder Schmetter-

lingsdipole), sie stellen infolge ihrer großen Umgebungskapazität einen Schwingkreis mit kleinem L/C-Verhältnis dar.
Vom Schlankheitsgrad eines Dipols ist nicht nur dessen L/C-Verhältnis abhängig, sondern auch dessen Verkürzungsfaktor und der Fußpunktwiderstand.

2.1.4. Der Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde nicht zwischen *mechanischer* und *elektrischer* Länge eines Dipols unterschieden. Tatsächlich wären mechanische und elektrische Länge einer Antenne aber nur dann gleich, wenn man den Antennenleiter unendlich dünn fertigen könnte. Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Schwingungen auf einem Draht oder Metallrohr ist etwas geringer als die Lichtgeschwindigkeit. Hinzu kommen kapazitive Einflüsse, besonders an den Antennenenden, die sich wie eine Antennenverlängerung auswirken. Die wirkliche Strahlerlänge (mechanische Länge) muß deshalb gegenüber der elektrischen Länge um einige Prozent verkürzt werden. Dieser Verkürzungsfaktor ist in der Praxis kaum exakt zu bestimmen, da ihn Erdverhältnisse, Antennenhöhe und -umgebung beeinflussen. Im UKW- und Dezimetergebiet wird der Verkürzungsfaktor außerdem noch stark vom Schlankheitsgrad des Strahlers bestimmt. Der Einfluß des Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnisses beruht darauf, daß ein dicker Strahler eine größere Kapazität als ein gleich langer dünner Strahler hat. In jedem Schwingkreis, dessen Kapazität vergrößert wird, verschiebt sich dessen Resonanzfrequenz nach niedrigeren Werten hin. Auch die Resonanzfrequenz des dicken Leiters liegt darum niedriger als die des gleich langen schlanken Leiters. Um beide Strahler auf gleiche Resonanzfrequenz zu bringen, muß die größere Kapazität des dicken Strahlers durch eine weitere Verkürzung ausgeglichen werden. Bei gleicher Resonanzfrequenz ist deshalb ein dicker Strahler immer kürzer als ein schlanker Dipol.
Zur schnellen Bestimmung des Verkürzungsfaktors von Halbwellendipolen unter Berücksichtigung des Schlankheitsgrades dient die Kurve in Bild 2.3.

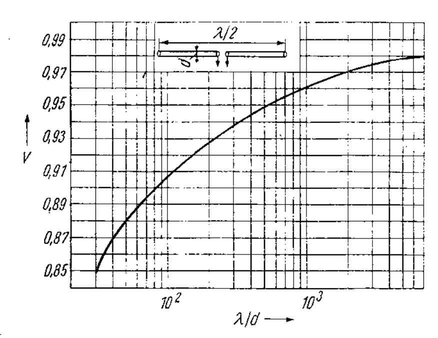


Bild 2.3. Der Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols als Funktion seines Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnisses

Beispiel:
Gesucht wird die mechanische Strahlerlänge eines Halbwellendipols für 200 MHz. Es soll Alurohr mit einem Durchmesser von 10 mm verwendet werden.
200 MHz entsprechen einer Wellenlänge von 150 cm. Daraus errechnet sich das Verhältnis λ/d mit

$$150 \text{ cm} : 1 \text{ cm} = 150 \text{ cm}.$$

Entsprechend Bild 2.3. ist für ein Verhältnis λ/d = 150 ein Verkürzungsfaktor V von 0,92 einzusetzen. Die richtige Strahlerlänge ergibt sich demnach:

$$\frac{\lambda}{2} \cdot V = \frac{150}{2} \cdot 0{,}92 = 69 \text{ cm}.$$

Die für die Berechnung von Halbwellendipolen im UKW-Bereich oft angegebene Faustformel

$$\text{Strahlerlänge} = \frac{141}{f}$$

(Strahlerlänge in m, f in MHz)
berücksichtigt den Schlankheitsgrad des Strahlers nicht und ist deshalb nur bedingt brauchbar.

2.1.5. Die effektive Länge und effektive Höhe des Halbwellendipols

Die Größe der Spannung, die eine Antenne dem sie umgebenden elektromagnetischen Feld entnehmen kann, ist von folgenden zwei Faktoren abhängig:

— von der elektrischen Feldstärke der elektromagnetischen Welle am Antennenstandort (Empfangsort) und
— von der effektiven (wirksamen) Länge bzw. Höhe der Empfangsantenne.

Die elektrische Feldstärke gibt man in V/m (mV/m, μV/m) an, die Einheit für eine elektrische Spannung wird also mit einer Längeneinheit in Beziehung gebracht. Daraus geht hervor, daß die Feldstärke räumlich verteilt ist. Bringt man in das elektromagnetische Feld einen Leiter, z. B. einen Halbwellendipol, so wird in diesem eine Spannung induziert. Unabhängig von der Wellenlänge vergrößert sich diese Spannung um so mehr, je länger der Antennenleiter ist. Auf einem in Resonanz befindlichen Dipol verteilt sich der Strom sinusförmig. Aus diesem Grunde ist auch die wirksame Länge eines Dipols nicht gleich der mechanischen Länge. Die wirksame oder effektive Länge L_{eff} eines Halbwellendipols beträgt

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{\pi}. \qquad (8)$$

Ersetzt man die Wellenlänge λ durch die Frequenz f, so ergibt sich

$$L_{eff} = \frac{95{,}5}{f} \qquad (9)$$

(f in MHz).

Aus der elektrischen Feldstärke E am Antennenstandort und der effektiven Länge L_{eff} des Empfangsdipols kann die in diesem induzierte Spannung U errechnet werden:

$$U = E \cdot L_{eff}. \qquad (10)$$

Für L_{eff} kann man nach (8) setzen:

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3{,}14} \qquad (11)$$

oder nach (9)

$$U = E \cdot \frac{95,5}{f} \qquad (12)$$

(f in MHz).

Die vom Halbwellendipol aufgenommene Spannung wird zum Empfänger weitergeleitet. Maximale Energieübertragung findet dann statt, wenn der Speisepunktwiderstand (Strahlungswiderstand) gleich dem Eingangswiderstand des Empfängers ist. In diesem Falle — man nennt ihn Anpassung — steht die vom Dipol induzierte Gesamtspannung zur Hälfte am Empfängereingang zur Verfügung. Die andere Hälfte wird von der Antenne in der Form von elektromagnetischen Schwingungen wieder ausgestrahlt. Das beruht darauf, daß der Antennenwiderstand — der in diesem Falle gleich dem Strahlungswiderstand ist — und der Empfängereingangswiderstand einander parallelliegen. Da beide den gleichen Widerstandswert haben, muß sich auch die Gesamtspannung auf beide Widerstände gleichmäßig verteilen, so daß an jedem Einzelwiderstand die Hälfte der Gesamtspannung vorhanden ist.

Die bei Anpassung verfügbare Empfängereingangsspannung bei Verwendung eines Halbwellendipols errechnet man nach der Formel:

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{6,28} \qquad (13)$$

(U = Spannung am Empfängereingang in μV, E = Feldstärke am Antennenstandort in μV/m, λ = Wellenlänge in m, 6,28 = Konstante = 2π). Die Wellenlänge λ kann auch durch die Frequenz f ersetzt werden. Dann ergibt sich für den gestreckten Halbwellendipol:

$$U = E \cdot \frac{47,8}{f} \qquad (14)$$

(f in MHz).

Es kann festgestellt werden, daß sich alle Berechnungen der Empfangsspannung auf die effektive Antennenlänge beziehen. Wenn bisher von der effektiven Antennenhöhe noch nicht die Rede war, so geschah das, weil effektive Länge und effektive Höhe rechnerisch identisch sind. Sie unterscheiden sich nur in der Betrachtungsweise, und zwar spricht man bei symmetri-

schen Antennen — und nur mit diesen haben wir es bei Fernsehempfangsantennen zu tun — von deren effektiver Länge, während man unsymmetrischen Antennen den Begriff effektive Höhe zuordnet. Mit der Aufbauhöhe über dem Erdboden bzw. der Länge des Tragemastes hat die effektive Höhe einer Antenne überhaupt nichts zu tun.
In Auswertung der Formel (13) kann man folgende Feststellung treffen: Bei gleicher Feldstärke E wird die Empfangsspannung U eines resonanten Halbwellendipols um so höher, je größer die Wellenlänge ist.

Beispiel:
An einem Empfangsort beträgt die Feldstärke E eines Fernsehsenders Band I Kanal 3 ($\lambda \approx 5{,}20$ m) 3000 μV/m. Wie hoch ist die Empfangsspannung U, die ein auf Resonanz abgestimmter Halbwellendipol bei Anpassung und ohne Berücksichtigung von Verlustwiderständen an den Empfängereingang liefern kann?

Nach Formel (13) beträgt die Spannung

$$U = 3000 \cdot \frac{5{,}20}{6{,}28} = 2484\ \mu\text{V}.$$

Würde der Sender z. B. im Band III Kanal 8 ($\lambda \approx 1{,}50$ m) arbeiten und ebenfalls eine Feldstärke von 3000 μV/m am Empfangsort erzeugen, so ergäbe ein resonanter Halbwellendipol unter gleichen Umständen folgende Empfangsspannung:

$$U = 3000 \cdot \frac{1{,}50}{6{,}28} = 717\ \mu\text{V}.$$

Schließlich können bei gleicher Feldstärke im Band IV Kanal 30 ($\lambda \approx 0{,}55$ m) unter gleichen Bedingungen nur noch

$$U = 3000 \cdot \frac{0{,}55}{6{,}28} = 263\ \mu\text{V}$$

dem Empfängereingang zugeführt werden.
Daraus geht hervor, daß man bei gleicher Feldstärke mit einem Halbwellendipol im Fernsehband I etwa die vierfache Antennenspannung erhält wie mit einem Halbwellendipol im Band III bzw. die zehnfache Antennenspannung eines Dipols im Band IV. Anders ausgedrückt: Ein einfacher Halbwellen-

dipol im Band I liefert die gleiche Empfangsspannung wie eine Richtantenne mit sechsfachem Leistungsgewinn (12 dB) im Band III und einhundertfachem Leistungsgewinn (20 dB) im Band IV.

2.1.6. Das Richtdiagramm des Halbwellendipols

Eine Antenne, die aus allen Richtungen gleich gut empfängt bzw. nach allen Richtungen gleiche Energie abstrahlt, existiert nur in der Theorie und wird dort als „Isotropstrahler“ oder „Kugelstrahler“ bezeichnet. Jede Antenne, die sich praktisch darstellen läßt, hat eine bestimmte Richtwirkung, d. h., sie strahlt nicht in alle Richtungen gleich viel Energie ab. Es ist gleichgültig, ob man eine Antenne zum Senden oder zum Empfangen verwendet, ihre Richtwirkung bleibt immer die gleiche.

Um ein wahres Bild vom Richtdiagramm einer Antenne zu erhalten, müßte man dieses dreidimensional darstellen. In der Praxis der Fernsehempfangsantennen genügt es jedoch, die Richtwirkung in der horizontalen und in der vertikalen Ebene zu beschreiben.

Die Ermittlung der Richtkennlinie in der horizontalen Ebene kann z. B. dadurch erfolgen, daß man auf dem Umfang eines um den Strahler gedachten Kreises an möglichst vielen Punkten Feldstärkemessungen vornimmt. Die gefundenen Spannungswerte werden dann nach Richtung und Größe auf Polarkoordinatenpapier übertragen. Verbindet man die einzelnen Meßpunkte miteinander, so erhält man ein anschauliches Abbild der Richteigenschaften in der Horizontalebene. Die Messungen sind jedoch in freiem und ebenem Gelände durchzuführen, damit die Ergebnisse nicht durch Reflexionen verfälscht werden. Weiterhin sollten Strahler und Meßpunkte mindestens fünf Wellenlängen voneinander entfernt sein.

Bild 2.4. zeigt das normierte horizontale Richtdiagramm eines waagerechten Halbwellendipols. Um ein normiertes Richtdiagramm zu erhalten, setzt man die maximal gemessene Spannung unabhängig von ihrer Größe gleich dem Zahlen-

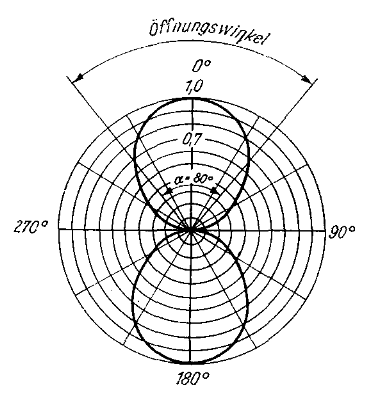


Bild 2.4. Die normierte horizontale Richtcharakteristik eines waagerechten Halbwellendipols

wert 1,0 und bringt alle übrigen Spannungsmeßwerte dazu ins Verhältnis. Hat man z. B. eine maximale Spannung von 500 mV gemessen und die übrigen Meßwerte betragen 400; 350; 300; 200; 150; 50 und 10 mV, so entsprechen 500 mV dem Wert 1,0 und die übrigen Spannungswerte in der Reihenfolge den Zahlenwerten 0,8; 0,7; 0,6; 0,4; 0,3; 0,1 und 0,02. Diese Zahlenwerte sind in der dazugehörigen Richtung auf das Polarkoordinatenpapier zu übertragen. Zu beachten ist außerdem, daß in der normierten Richtcharakteristik die höchste Spannung mit dem Wert 1,0 immer unter dem Winkel 0° eingetragen wird. Die übrigen Meßwerte sind in ihrer Richtung entsprechend dieser Bezugsrichtung zu übertragen. Die konzentrischen Kreise um den Mittelpunkt des Polarkoordinatensystems bilden den Maßstab für die Feldstärke, wobei der Mittelpunkt den Wert Null darstellt und dem äußersten Kreis der Wert 1,0 zugeteilt ist. Die radialen Linien markieren die 360 Winkelgrade des Vollkreises und dienen somit der Richtungsbestimmung.

Das Horizontaldiagramm des Halbwellendipols hat die Form einer Acht, man spricht deshalb auch von einer „Achtercharakteristik". Aus der Richtkennlinie kann man entnehmen, daß sich die größte elektrische Feldstärke senkrecht zur Dipol-

achse ausbildet, und zwar gleichmäßig nach beiden Seiten. In der Achsrichtung zeigt die Strahlung ein ausgeprägtes Minimum. Das gezeichnete Diagramm ist idealisiert und verändert sich in der Praxis oftmals ungewollt durch Einflüsse der Umgebung.
Aus der Richtkennlinie einer Antenne kann man auch deren Öffnungswinkel ersehen. Es ist der Winkel, der einen Bereich einschließt, in dem die Spannung zu beiden Seiten des Höchstwertes 1,0 auf den Wert 0,7 (genauer auf den Wert $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$) absinkt. Wie Bild 2.4. zeigt, beträgt der Öffnungswinkel α für den Halbwellendipol rund 80°. Entsprechend der betrachteten Ebene unterscheidet man zwischen dem horizontalen und dem vertikalen Öffnungswinkel. Die Richtkennlinie einer Antenne kann auch in rechtwinkligen Koordinaten dargestellt werden. Wegen der besseren Anschaulichkeit des Polarkoordinatensystems wird dieses jedoch allgemein bevorzugt.

2.2. Der Faltdipol

Eine Abart des gestreckten Halbwellendipols bildet der Faltdipol, auch Schleifendipol genannt (Bild 2.5.). Er ist aus der Parallelschaltung zweier Halbwellenstrahler entstanden. Die Richtkennlinie des Faltdipols entspricht der des gestreckten Dipols (s. Bild 2.4.). Durch die Parallelschaltung zweier Halbwellenstrahler beim Schleifendipol verringert sich dessen Induktivität gegenüber einem gestreckten Dipol auf die Hälfte, während sich die Kapazitäten addieren. Das L/C-Verhältnis des Schleifendipols wird dadurch kleiner als das des gestreckten Dipols. Deshalb besitzt der Faltdipol auch eine etwas größere Bandbreite als ein gestreckter Dipol.

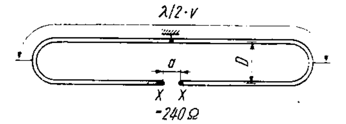


Bild 2.5. Der Faltdipol

Wird aus dem gestreckten Dipol durch Hinzufügen eines zweiten parallelen Elementes gleicher Stärke ein Faltdipol, so verteilt sich der Antennenstrom gleichmäßig auf beide Elemente. Bei gleicher Strahlungsleistung ist demnach beim Schleifendipol der Antennenstrom nur noch halb so groß wie beim gestreckten Dipol. Aus dem Ohmschen Gesetz läßt sich herleiten, daß der Faltdipol einen viermal größeren Strahlungswiderstand hat als der gestreckte Halbwellendipol. Man kann deshalb beim Faltdipol mit einem Fußpunktwiderstand von 240 bis 280 Ω rechnen.

Die effektive Länge eines Faltdipols beträgt

$$L_{eff} = \frac{2\,\lambda}{3{,}14} \tag{15}$$

und ist damit doppelt so groß wie die eines gestreckten Dipols. Daraus ergibt sich eine Antennenspannung

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3{,}14} \tag{16}$$

oder $$U = E \cdot \frac{95{,}6}{f}\,; \tag{17}$$

(U = Empfangsspannung in μV, E = Feldstärke in μV/m, f = Frequenz in MHz).

Vergleicht man mit Formel (13) bzw. (14), so kann man feststellen. daß der Faltdipol eine um den Faktor 2 höhere Spannung als der gestreckte Halbwellendipol abgibt. Da aber im Faltdipol nur der halbe Strom fließt. ist für beide Bauformen die abgestrahlte bzw. aufgenommene Leistung die gleiche. In der Leistungsbilanz beider Dipolarten besteht deshalb kein Unterschied. der Faltdipol hat lediglich einen höheren Strahlungswiderstand (240 Ω) als ein gestreckter Halbwellendipol (60 Ω).

Die Antennenindustrie verwendet seit Jahren fast nur noch den Schleifendipol als gespeistes Element von Fernsehantennen. Entscheidend dafür war, daß die modernen Fernsehempfänger einen Eingangswiderstand von 240 Ω symmetrisch haben und auch die symmetrischen Speiseleitungen für Empfangszwecke mit einem Wellenwiderstand von 240 Ω genormt sind.

Außerdem ergeben sich in mechanischer Hinsicht einige Vorteile, denn ein Faltdipol kann z. B. in der geometrischen Mitte des nicht unterbrochenen Strahlerteiles direkt und metallisch leitend auf dem Elementträger befestigt werden (Spannungsminimum). Wer jedoch mit Antennen experimentiert, wird am Schleifendipol weniger Freude haben, denn nachträgliche Längenänderungen sind schwierig durchzuführen.
Der Verkürzungsfaktor des Schleifendipols ist gleich dem des gestreckten Halbwellendipols, wobei auch hier der Schlankheitsgrad berücksichtigt werden muß. Zur Ermittlung des Verkürzungsfaktors in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad gilt für den Faltdipol gleichfalls die Darstellung nach Bild 2.3. Der Abstand D der beiden parallelen Antennenteile ist nicht sehr kritisch; er darf maximal bis $\frac{\lambda}{20}$ betragen. Für Fernsehantennen im Band I sind 100 mm ein brauchbarer Mittelwert, während im Band III 50 mm und im Band IV 35 mm bis 40 mm sich als günstig erweisen. Auch der Zwischenraum zwischen den Speisepunkten XX unterliegt keiner starren Regel. Zweckmäßig wird bei allen Fernsehbändern ein Abstand von 10 mm bis 20 mm eingehalten. Eine einfache und oft angewendete Möglichkeit, den Fußpunktwiderstand eines Schleifendipols zu verändern, besteht in der unterschiedlichen Wahl des Durchmessers der beiden Halbwellenstücke (Bild 2.6.). Wird der Durchmesser des nicht unterbrochenen Halbwellenstückes d_2 größer als der des gespeisten Dipols d_1, so erhöht sich der Eingangswiderstand. Er erhält damit einen größeren Wert als der des normalen Faltdipols. Ist $d_1 > d_2$, so verkleinert sich der Fußpunktwiderstand.
Den wirksamen Eingangswiderstand eines aus verschieden dicken Stäben aufgebauten Faltdipols ($d_2 > d_1$) kann man aus den Kurven Bild 2.7. ersehen.

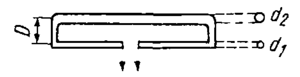
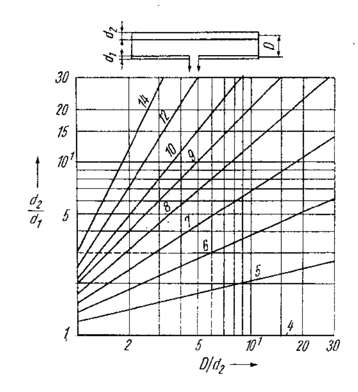


Bild 2.6. Der Schleifendipol mit verschiedenen Elementdurchmessern

Bild 2.7.
Der Eingangswiderstand eines Faltdipols mit verschiedenen Elementdurchmessern.
Beispiel (eingezeichnet):
$\frac{d_2}{d_1} = 3, \frac{D}{d_2} = 6;$
daraus ergibt sich ein Impedanzverhältnis von 6. Das ist der sechsfache Wert eines gestreckten Dipols ($\approx$ 360 bis 420 Ω).

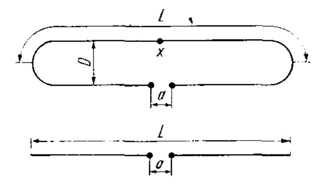


Tafel 2 Die Resonanzlängen L von einfachen Schleifendipolen in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad

Bereich	Länge L bei Elementdurchmesser von 4 mm	6 mm	10 mm	15 mm	Abstand D mm
Band I					
Kanal 2	2962	2947	2932	2900	100
Kanal 3	2586	2573	2546	2533	100
Kanal 4	2303	2290	2270	2260	100
Band III					
Kanal 5	813	809	800	784	50
Kanal 6	775	770	754	746	50
Kanal 7	747	743	727	712	50
Kanal 8	723	719	704	696	50
Kanal 9	695	687	676	669	50
Kanal 10	670	664	653	645	50
Kanal 11	651	644	635	625	50
Kanal 12	627	621	612	602	50

Es gibt noch eine ganze Reihe von Abwandlungen des Halbwellenstrahlers, die äußerlich oft wenig Ähnlichkeit mit einem solchen haben. Soweit sie in den später zu besprechenden Antennenformen vorkommen, werden sie dort erläutert.
In der obenstehenden Tafel 2 sind die Resonanzlängen L von Schleifendipolen in Abhängigkeit vom Elementdurchmesser

für alle Kanäle der Fernsehbereiche I und III aufgeführt. Die Elementlängen L haben sinngemäß auch für gestreckte Dipole Gültigkeit.



Abstand a der Speisepunkte einheitlich 10 mm bis 20 mm. Schleifendipole können im Punkt x befestigt und auch geerdet werden.
Fußpunktwiderstände: Schleifendipol 240 Ω, gestreckter Dipol 60 Ω.

2.3. Der Antennengewinn

Der Gewinn einer Antenne wird als *Spannungs*verhältnis und als *Leistungs*verhältnis angegeben. Der Leistungsgewinn kennzeichnet den Leistungszuwachs in der Hauptstrahlrichtung, den eine Richtantenne gegenüber einem Normaldipol aufweist. In der Antennenpraxis entspricht dieser Normaldipol einem einfachen Halbwellendipol. Angenommen, eine Richtantenne (z. B. Sendeantenne) hat einen vierfachen Leistungsgewinn, so müßte man, wenn man die Richtantenne durch einen einfachen Halbwellendipol ersetzen wollte, diesem die vierfache Hochfrequenzleistung zuführen, um am Empfangsort die gleiche Feldstärke zu erzielen. Dieses Leistungsverhältnis wird in Dezibel (dB) ausgedrückt, es ist der zehnfache Wert des Logarithmus (zur Basis 10) eines beliebigen *Leistungs*verhältnisses:

$$10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} = \text{Anzahl der dB.} \qquad (13)$$

Bei der Kennzeichnung des Gewinnes von Empfangsantennen betrachtet man im allgemeinen das *Spannungs*verhältnis ver-

glichen mit dem Normaldipol. Um ein *Spannungs*verhältnis in dB zu kennzeichnen, wird mit dem zwanzigfachen Wert des Logarithmus eines beliebigen *Spannungs*verhältnisses gerechnet:

$$20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} = \text{Anzahl der dB.} \qquad (19)$$

Angenommen, ein einfacher Dipol würde eine Nutzspannung von 100 μV an den Empfängereingang liefern, es wären jedoch 400 μV erwünscht, so müßte der Normaldipol durch eine leistungsfähigere Antenne mit einem vierfachen Spannungsgewinn ersetzt werden. Da ein Spannungsverhältnis von 4:1 einem Gewinn von 12 dB entspricht, müßte man eine Antenne wählen, die mit einem Gewinn von 12 dB angegeben ist. Die Angabe des Antennengewinnes in Dezibel drückt sowohl den Leistungs- als auch den Spannungszuwachs aus. Zwischen Spannungs- und Leistungsgewinn besteht ein natürlicher Zu-

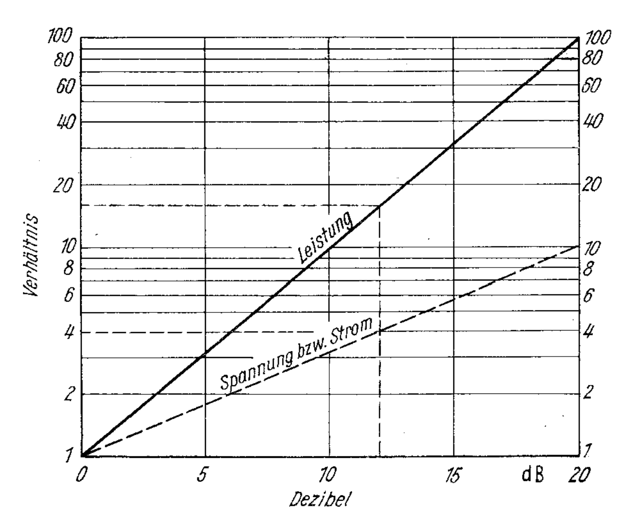


Bild 2.8. Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis des Gewinnes in Dezibel

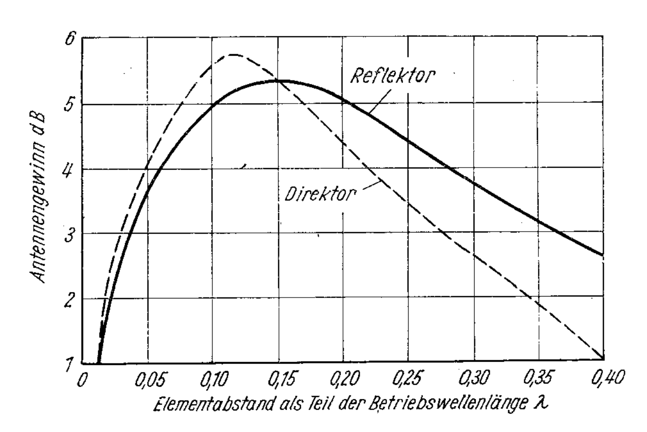


Bild 2.9. Der maximal erreichbare Leistungsgewinn in Dezibel (dB) für einen Reflektor oder Direktor in Abhängigkeit vom Strahlerabstand

sammenhang. Der Spannungsgewinn ist gleich der Wurzel aus dem Leistungsgewinn bzw. es entspricht der Leistungsgewinn dem Quadrat des Spannungsgewinnes. Wenn also eine Antenne mit einem Gewinn von 12 dB angegeben wird, so gewährleistet diese einen sechzehnfachen Leistungsgewinn, entsprechend einem vierfachen Spannungsgewinn. Dieses Beispiel ist im Nomogramm (Bild 2.8.) gestrichelt eingezeichnet.

Nicht nur der Gewinn einer Anordnung, sondern auch die Dämpfung wird in Dezibel angegeben. Dabei können die dB-Werte einfach addiert bzw. subtrahiert werden. Angenommen, eine Antenne wird mit einem Gewinn von 12 dB angegeben, die Verluste auf der Speiseleitung betragen aber 5 dB, so ist der Gewinn der Gesamtanordnung noch 12 dB—5 dB = 7 dB. Aus dem Nomogramm (Bild 2.8.) können die Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnisse in dB ermittelt werden. Im Anhang des II. Teiles ist außerdem eine Tabelle enthalten, aus der sich die gewünschten Angaben direkt ablesen lassen.

Mitunter werden Gewinne bzw. Dämpfungen auch in Neper angegeben. Es besteht hier der Zusammenhang:

1 Dezibel = 0,116 Neper; 1 Neper = 8,686 Dezibel.

2.4. Halbwellendipole mit parasitären Elementen

Ein Halbwellendipol wird zu einem Richtstrahler mit einseitiger Richtcharakteristik, wenn man parallel zu ihm in bestimmtem Abstand ein zweites Element anbringt, das etwas länger oder kürzer als der Halbwellendipol ist. Da solche zusätzlichen Elemente nicht direkt, sondern nur über die Strahlungskopplung mit dem gespeisten Dipol verbunden sind, nennt man sie auch Parasitärelemente. Antennen kennzeichnet man nach der Anzahl der vorhandenen Elemente (ist z. B. ein Dipol mit zwei parasitären Elementen versehen, so spricht man von einer 3-Element-Antenne).
Antennen mit mehreren parasitären Elementen wurden erstmalig im Jahre 1926 von den Japanern H. Yagi und S. Uda beschrieben. Sie werden deshalb Yagi-Antennen genannt. Industriell hergestellte Fernsehantennen sind meistens nach dem Yagi-Prinzip aufgebaut. Parasitärelemente, die länger als der gespeiste Halbwellendipol sind, wirken wegen induktiver Phasenverschiebung als Reflektor. Bei kürzeren Parasitärelementen entsteht eine kapazitive Phasenverschiebung, sie wirken deshalb als Wellenrichter oder Direktoren. Durch das Hinzufügen von parasitären Elementen werden alle charakteristischen Eigenschaften des Halbwellendipols mehr oder weniger stark verändert.

2.4.1. Reflektoren

Ein Reflektor besteht in seiner einfachsten und bevorzugt verwendeten Form aus einem Metalldraht oder -rohr, das parallel zum gespeisten Dipol angeordnet wird, wobei der Abstand zwischen beiden Elementen in der Praxis 0,1 bis 0,3 λ beträgt. Um die für Reflektorwirkung erforderliche induktive Phasenverschiebung zu erreichen, ist der Reflektor etwa 5 % länger als das gespeiste Element. Der Antennengewinn, der durch das Hinzufügen eines Reflektors erzielt werden kann, liegt bei etwa 4 bis 5 dB und wird vom Abstand zwischen Reflektor und Dipol bestimmt. Der zu erwartende Antennengewinn bei verschiede-

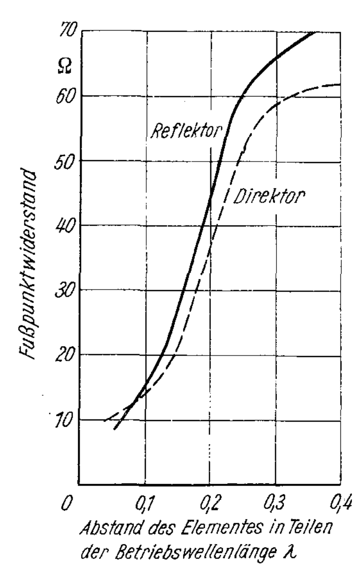


Bild 2.10. Der Widerstand im Speisepunkt eines Halbwellendipols mit Reflektor oder mit Direktor in Abhängigkeit vom Abstand des parasitären Elementes

nen Elementabständen läßt sich dem Nomogramm (Bild 2.9.) entnehmen. Der Abstand des Reflektors beeinflußt jedoch auch den Fußpunktwiderstand des gespeisten Elementes; der Fußpunktwiderstand wird um so kleiner, je mehr man das parasitäre Element dem gespeisten Dipol nähert. Die Zusammenhänge zwischen Fußpunktwiderstand und Elementabstand werden in Bild 2.10. veranschaulicht. Dabei ist zu beachten, daß sich die angegebenen Fußpunktwiderstände auf den gestreckten Normaldipol beziehen. Verwendet man einen Faltdipol als gespeistes Element, so müssen die abgelesenen Werte mit vier multipliziert werden. Die mechanische Länge des Reflektors ist ebenfalls vom Abstand zum gespeisten Element abhängig. Praktische Längenangaben sind deshalb nur im Zusammenhang mit dem Elementabstand sinnvoll. Grundsätzlich muß der Reflektor um so länger sein, je mehr er sich

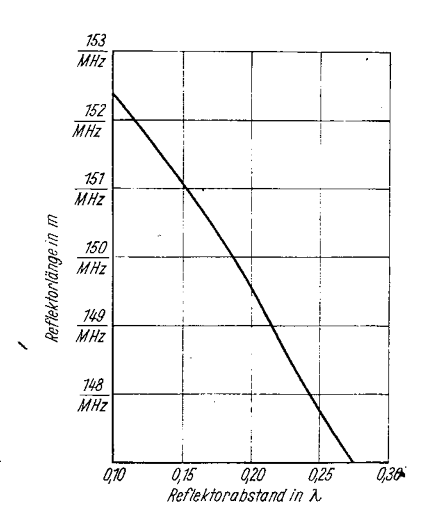


Bild 2.11.
Die Reflektorlänge in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

dem gespeisten Element nähert. In Bild 2.11. sind die Längenberechnungsformeln für den Reflektor in Abhängigkeit vom Reflektorabstand angegeben.

Die Frequenzbandbreite wird durch den Reflektor ebenfalls verringert, und zwar um so mehr, je geringer man dessen Abstand vom gespeisten Element wählt. Es empfiehlt sich daher, bei Selbstbauantennen auf einen maximalen Gewinn zu verzichten und möglichst mit Reflektorabständen von 0,20 bis 0,30 λ zu arbeiten. Dadurch verändert sich der Fußpunktwiderstand des gespeisten Elementes nur unwesentlich, und auf Grund der größeren Bandbreite wirken sich geringe Fehlbemessungen der Elementlängen kaum aus.

Durch den Reflektor erhält man weiterhin eine unidirektionale (nach einer Richtung wirkende) Richtkennlinie der Antenne, d. h., bei der bidirektionalen (nach zwei Richtungen wirksamen) Charakteristik des einfachen Dipols (wie in Bild 2.4. dargestellt) wird die zweite Hauptkeule zur ersten reflektiert. Es entsteht eine verstärkte Hauptkeule, deren maximale Spannung um den Faktor 1,4 bis 1,8 größer ist als die eines einfachen Halbwellendipols. Daraus geht schon hervor, daß

es sich um keine totale Reflektorwirkung handelt, sondern daß noch ein kleiner Strahlungsanteil „nach hinten" abgestrahlt bzw. „von hinten" empfangen wird. Das Verhältnis der Vorwärtsspannung zur Rückseitenspannung nennt man Vor/Rück-Verhältnis (VRV) oder kurz Rückdämpfung. Wie bei allen Spannungs- oder Leistungsverhältnissen der Antennentechnik wird auch die Rückdämpfung in Dezibel angegeben.
In größeren Antennensystemen, vorzugsweise bei Breitbandantennen, findet man gelegentlich mehrere Reflektorstäbe übereinander. Solche Mehrfachreflektoren sollen die Rückdämpfung über einen großen Frequenzbereich verbessern. Die optimalen Längen der einzelnen Reflektoren und deren Abstände werden in umfangreichen Meßreihen ermittelt.
Neben den abgestimmten parasitären Reflektoren finden auch noch abgestimmte gespeiste Reflektoren und —, vorzugsweise im UHF-Bereich — unabgestimmte Reflektorwände (Flächenreflektoren) verschiedener Formgebung Verwendung. Diese werden bei den entsprechenden Antennensystemen mit erläutert.

2.4.2. Direktoren

Parasitäre Elemente, die etwas kürzer als der gespeiste Dipol sind und sich parallel zu diesem in Richtung zum empfangenen Sender befinden, nennt man Direktoren. Wenn man sie auch als Wellenrichter bezeichnet, so kennzeichnet das ihre Wirkungsweise, die etwa der einer Sammellinse in der Optik entspricht.
In seinen Eigenschaften und Einflüssen auf das gespeiste Element hat der Direktor sehr große Ähnlichkeit mit einem Reflektor. Fußpunktwiderstand, Antennengewinn, Bandbreite und optimale Länge des Direktors in Abhängigkeit vom Direktorabstand unterliegen den gleichen allgemeinen Regeln wie beim Reflektor. Das veranschaulichen Bild 2.9. für den Antennengewinn und Bild 2.10. für den Fußpunktwiderstand (gestrichelt eingezeichnet). Aus Bild 2.9. ist außerdem zu ersehen, daß eine Richtantenne, die sich nur aus gespeistem

Element und Direktor zusammensetzt, einen um etwa 0,5 dB höheren Maximalgewinn abgeben kann als ein System, das aus Strahler und Reflektor besteht. Da jedoch die Einstellung auf maximalen Gewinn bei 0,12 λ Direktorabstand einen sehr niedrigen Fußpunktwiderstand verursacht und der Gewinn bei größeren Direktorabständen rasch abfällt, werden 2-Element-Antennen in den Fernsehbereichen ausschließlich in der Ausführung Strahler mit Reflektor gebaut. In diesem Falle kann man bei einem Reflektorabstand von 0,22 λ noch einen Gewinn von maximal 4,8 dB erzielen und hat dabei den besonderen Vorzug, daß der Fußpunktwiderstand des gespeisten Dipols nahezu unverändert bleibt.

Höhere Gewinne bzw. größere Richtschärfen erzielt man durch das Hinzufügen weiterer Direktoren. Die Anzahl der Direktoren ist theoretisch nicht begrenzt, und die Industrie stellt z. B. für den UHF-Bereich Fernsehantennen mit 30 und mehr Direktoren in einer Ebene her. Jedoch nicht nur die Anzahl der Direktorelemente, sondern vor allen Dingen deren gegenseitige Abstände sind maßgebend für den Gewinn und die Richtkennlinie von Vielelementantennen. Die Länge der Direktoren wird im allgemeinen abgestuft und zwar so, daß der dem gespeisten Element nächstliegende Direktor am längsten ist, alle folgenden Direktoren sind jeweils um einige Prozent gegenüber dem vorhergehenden verkürzt. Allgemein gültige Berechnungsformeln für Längen und Abstände von parasitären Elementen kann man nicht aufstellen, da eine ganze Reihe von variablen Faktoren zu berücksichtigen wäre. Solche Angaben sind nur für eine bestimmte Antenne möglich, deren optimale Abmessungen nicht durch Berechnung, sondern in Meßreihen ermittelt wurden.

2.5. Yagi-Antennen

Alle Halbwellendipole mit parasitärem Reflektor und einem oder mehreren strahlungsgekoppelten Direktoren bezeichnet man als Yagi-Antennen und kennzeichnet sie nach der Anzahl ihrer Elemente. Im allgemeinen besteht eine Richtantenne für

den UKW-Bereich aus mindestens drei Elementen, und zwar dem gespeisten Dipol, einem Reflektor und einem Direktor. Man spricht in diesem Falle von einer 3-Element-Yagi-Antenne. Bereits bei einer solchen kleinen Yagi-Antenne gibt es sehr viele Möglichkeiten, die Abstände Strahler—Reflektor und Strahler—Direktor zu variieren. Der Fußpunktwiderstand kann dabei bis auf Werte von etwa 10 Ω absinken, wenn die Abstände für besten Antennengewinn festgelegt werden. Dieses Absinken des Strahlungswiderstandes hat eine Verringerung der nutzbaren Bandbreite der Antenne und erhöhte Ohmsche Verluste (große Ströme!) zur Folge, sofern man nicht besonders dicke und gut leitfähige Elemente verwendet. Da bei extrem niedrigen Fußpunktwiderständen auch die Anpassung an eine Speiseleitung Schwierigkeiten bereitet, versucht man, selbst unter Verzicht auf größtmöglichen Antennengewinn, den Widerstand im Speisepunkt groß zu halten.
Man kann für alle Yagi-Antennen folgende allgemein gültige Regeln aufstellen:

- Je kleiner der Abstand zwischen dem gespeisten Element und den Parasitärelementen, desto kleiner wird auch der Fußpunktwiderstand der Antenne. Diese Erscheinung tritt beim Direktor in stärkerem Maße auf als beim Reflektor.
- Je kleiner die Elementabstände sind und je mehr parasitäre Elemente verwendet werden, desto geringer wird die Bandbreite.
- Während das Anbringen von mehreren Direktoren die Vorwärtsstrahlung und damit den Antennengewinn erhöht, erzielt man durch Hinzufügen von mehr als einem Reflektor keinen merkbaren höheren Gewinn.
- Im UKW-Bereich ist der Reflektor gewöhnlich um 6% länger als das gespeiste Element, während der Direktor um 5% kürzer als der Strahler bemessen wird. Weitere Direktoren werden jeweils um 1% kürzer als der vorhergehende. Diese Regel ist jedoch nur unter bestimmten Voraussetzungen exakt und läßt sich nicht verallgemeinern.
- Gestaffelte Direktorlängen sind günstig in bezug auf die Unterdrückung von Nebenmaxima des Richtdiagrammes. Hauptsächlich bei Lang-Yagi-Antennen findet man auch

eine gleichbleibende Länge für alle Direktoren. Dadurch erhöht sich die Frequenzbandbreite des Systems um ein weniges, ohne daß der Gewinn geschmälert wird.

Maßgebend für den erzielbaren Gewinn einer Yagi-Anordnung ist deren relative Längenausdehnung, d. h. die geometrische Länge vom Reflektor bis zum äußersten Direktor (also die Länge des Elementträgers) im Verhältnis zur Wellenlänge.

Der Gewinn bei gleicher relativer Antennenlänge bleibt konstant, gleichgültig wie groß der Abstand der einzelnen Direktoren gewählt wird. Dieser Grundsatz gilt jedoch nur für Direktorabstände bis etwa 0,4 λ. Wird der Abstand größer, dann tritt eine rapide Verringerung des Gewinnes ein. Bereits bei 0,3 λ Direktorabstand fällt der Gewinn ab. Dieser Abfall kann jedoch noch ausgeglichen werden, indem man den 1. Direktor nur 0,1 λ vom Strahler entfernt anbringt (sog. Startelement). Dadurch wird die Kopplung zwischen dem Strahler und den Direktoren wieder ausreichend fest (Beispiel: Lang-Yagis). Bei Verwendung eines

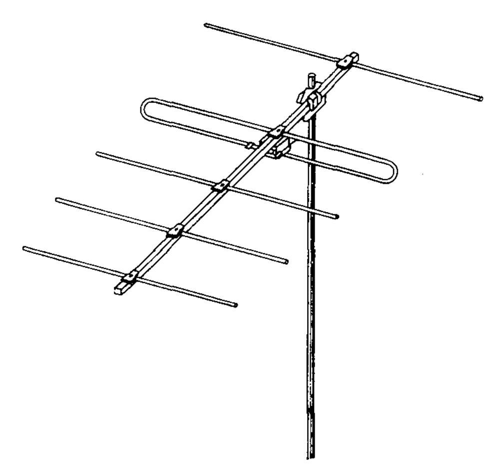


Bild 2.12. 5-Element-Yagi-Antenne

Startelementes in 0,1 λ Abstand vom Strahler beträgt der optimale Abstand aller weiteren Direktoren 0,33 λ.

— Eine Yagi-Antenne kann entweder auf maximale Vorwärtsverstärkung oder auf größte Rückdämpfung abgeglichen werden. Beide Einstellungen fallen nicht zusammen. Der Abgleich auf maximale Rückdämpfung ist dabei viel kritischer als der für beste Vorwärtsverstärkung. Bild 2.12. zeigt als Beispiel eine Yagi-Antenne mit fünf Elementen.

2.5.1. Yagi-Antennen für den Selbstbau

Eine größere Yagi-Antenne zu entwickeln ist schwierig, da hierzu einige hochwertige Meßgeräte erforderlich sind und zeitraubende Versuche durchgeführt werden müssen. Dagegen lassen sich Antennen nach erprobten Maßangaben einfach aufbauen, sofern man über einige handwerkliche Fähigkeiten und über das erforderliche Baumaterial verfügt. Es ist dabei jedoch zu beachten, daß Fernsehantennenanlagen an Bauwerken und über der Dachhaut nur von Fachleuten errichtet werden sollen, da eine Reihe von Anordnungen und Bestimmungen technischer Art zu beachten sind. Auf diese wird in Band 56 dieser Reihe, *Praxis der Fernsehantennen II*, eingegangen. Antennen, die ohne die erforderliche Sachkenntnis errichtet wurden, gefährden die Sicherheit der Mitbewohner und Straßenpassanten und können umfangreiche Blitzschäden verursachen. Auch bei den Montagearbeiten treten immer wieder schwere Unfälle auf, die fast ausschließlich auf Unkenntnis oder Nichtbeachtung der Sicherheitsvorschriften zurückzuführen sind. Nur der Fachmann ist mit den erforderlichen Arbeitsschutzmitteln (Sicherheitsgurten, Sicherheitsleinen usw.) ausgerüstet und mit den möglichen Gefahren vertraut. Er sollte deshalb immer bei der Errichtung von Fernsehantennen hinzugezogen werden. Die nachfolgend beschriebenen Antennen führt man in Ganzmetallbauweise aus, d. h., alle Elemente können in ihrer geometrischen Mitte x mit dem Elementeträger metallisch verbunden und geerdet werden. Zur Herstellung der Elemente sind Metallrohre oder Vollmaterial zu verwenden. Da sich die

Hochfrequenz nur auf der Leiteroberfläche fortpflanzt (Skineffekt), ist es elektrisch betrachtet völlig gleichgültig, ob man Rohr oder Vollmaterial einsetzt.

Das beste Leitermaterial stellt Reinaluminium dar, denn es ist leicht und hat eine sehr gute Leitfähigkeit. Außerdem überzieht es sich unter dem Einfluß der Witterung mit einer dünnen, hochisolierenden Oxidschicht, die das Element vor weiterer Korrosion zuverlässig schützt und die Oberflächenleitfähigkeit nicht beeinträchtigt. Dieser „Oxidpanzer" wird von der Antennenindustrie oft künstlich durch Eloxieren oder mit Hilfe anderer Verfahren hergestellt. Kupferrohre müssen durch einen Lacküberzug oder durch Versilbern unbedingt vor Verwitterung geschützt werden, da sich andernfalls eine Oxidschicht mit Halbleitereigenschaften bildet, die die Oberflächenleitfähigkeit für Hochfrequenz stark herabsetzt. Messing (bedingt auch Stahl) ist zur Herstellung der Elemente geeignet, wenn man die Oberfläche durch einen dauerhaften Lacküberzug vor Witterungseinflüssen schützt. Die Verschlechterung der Antenneneigenschaften als Folge der geringeren Leitfähigkeit dieser und anderer Metalle ist wohl meßtechnisch nachweisbar, wirkt sich aber in der Praxis kaum aus.

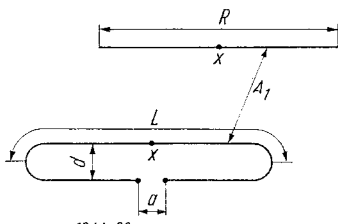
Der findige Bastler wird kaum Schwierigkeiten bei der Beschaffung des Baumaterials haben, denn wer mit offenen Augen die Bestände des Handels oder des Handwerks mustert, wird immer Metallteile finden, die sich zum Bau von Antennen zweckentfremden lassen. Nicht nur Rundmaterial, sondern auch alle anderen Profile sind brauchbar.

Die nachstehend aufgeführten Antennen werden meistens mit den Längenangaben für verschiedene Elementdurchmesser angegeben. Für nicht aufgeführte Durchmesser kann man entsprechende Mittelwerte bilden (z. B. erfordert 8 mm starkes Material den Mittelwert zwischen den Längenangaben für 6 mm und 10 mm). Der Abstand a der Speisepunkte beträgt einheitlich 10 mm bis 20 mm und ist innerhalb dieses Bereiches unkritisch. Alle Antennen sind für den direkten Anschluß einer 240-Ω-UKW-Bandleitung bestimmt.

Tafel 3 Die 2-Element-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 4 dB, Rückdämpfung etwa 9 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 80°, Öffnungswinkel vertikal etwa 120°, relative Antennenlänge 0,23 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.

	Element-durchmesser	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L des Strahlers	4 mm	2962	2586	2302
	6 mm	2947	2573	2290
	10 mm	2932	2546	2270
	15 mm	2900	2533	2259
Länge R des Reflektors	4 mm	3140	2741	2440
	6 mm	3124	2728	2428
	10 mm	3108	2699	2406
	15 mm	3074	2685	2395
Abstand A_1		1410	1233	1097



a = 10 bis 20 mm
d = 100 mm im Band I,
50 mm im Band III
x = Erdungs- und Befestigungspunkte

	Element-durchmesser	Band III							
		Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L des Strahlers	4 mm	813	775	747	723	695	670	651	627
	6 mm	809	771	743	719	687	664	644	621
	10 mm	800	754	727	704	676	653	635	612
	15 mm	784	746	712	696	669	645	625	602
Länge R des Reflektors	4 mm	862	822	792	766	737	710	690	665
	6 mm	858	817	788	762	728	704	683	658
	10 mm	848	799	771	746	717	692	673	649
	15 mm	831	791	755	738	709	684	663	638
Abstand A_1		393	377	364	352	338	327	318	306

(alle Angaben in mm)

Tafel 4 Die 3-Element-Yagi-Antenne

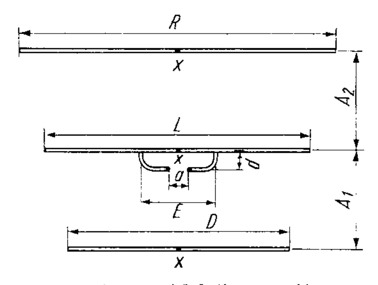
Kenndaten: Antennengewinn 5,5 dB, Rückdämpfung 14 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 70°, Öffnungswinkel vertikal etwa 100°, relative Antennenlänge 0,4 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.

	Element-durchmesser	Band I		
		Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L des Strahlers	4 mm	2962	2586	2302
	6 mm	2947	2573	2290
	10 mm	2932	2546	2270
	15 mm	2900	2533	2265
Länge R des	4 bis 8 mm	3130	2730	2435
Reflektors	10 bis 15 mm	3080	2690	2400
Länge D des	4 bis 8 mm	2805	2450	2185
Direktors	10 bis 15 mm	2770	2410	2155
Abstand A_1		1260	1125	1000
Abstand A_2		1110	990	880
Abstand E		1390	1240	1100
Abstand d		50	50	50

	Element-durch-messer	Band III Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L des Strahlers	4 mm	813	778	750	727	700	675	655	630
	6 mm	810	775	747	723	695	670	651	627
	10 mm	805	771	743	719	687	664	644	621
	15 mm	790	754	727	704	676	653	635	612
Länge R des Reflektors	4 mm bis 8 mm	860	820	790	765	732	708	686	662
	10 mm bis 15 mm	850	800	775	750	720	700	675	650
Länge D des Direktors	4 mm bis 8 mm	770	736	710	686	660	636	628	596
	10 mm bis 15 mm	762	730	700	675	646	625	608	587
Abstand A_1		356	340	327	315	305	295	285	282
Abstand A_2		314	300	288	280	270	260	250	242
Abstand E		393	375	360	350	336	325	315	307
Abstand d		50	50	50	50	50	50	50	50

(alle Angaben in mm)

Der Abstand a der Speisepunkte beträgt einheitlich 10 mm bis 20 mm.

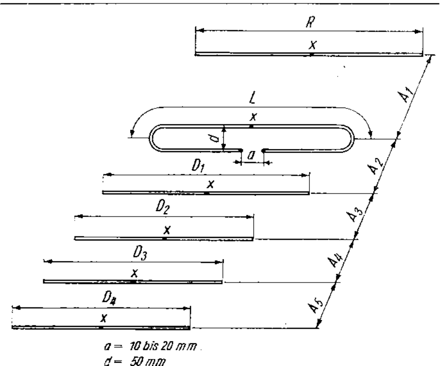


x = Erdungs- und Befestigungspunkte

Tafel 5 Die 6-Element-Breitband-Yagi-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 7,5 dB, Rückdämpfung etwa 14 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 60°, Öffnungswinkel vertikal etwa 100°, relative Antennenlänge 0,9 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch. Es handelt sich um eine Kanalgruppenantenne für die Kanäle 5 bis 8 bzw. 9 bis 12. Wird die Antenne für Bandmitte bemessen, so ist sie im gesamten Band III brauchbar, es muß dann jedoch mit einem Gewinnabfall und leichter Fehlanpassung an den Bandenden gerechnet werden.
Für diese Antenne ist ein Elementdurchmesser von 10 mm bis 12 mm vorgeschrieben.

	Band III		
	Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12	Bandmitte (Kanal 5 bis 12)
Länge L des Strahlers	734	640	684
Länge R des Reflektors	883	769	822
Länge D_1 des 1. Direktors	640	556	595
Länge D_2 des 2. Direktors	628	546	584
Länge D_3 des 3. Direktors	622	541	579
Länge D_4 des 4. Direktors	617	537	574
Abstand A_1	405	352	376
Abstand A_2	98	86	91
Abstand A_3	327	285	304
Abstand A_4	284	248	265
Abstand A_5	311	270	290



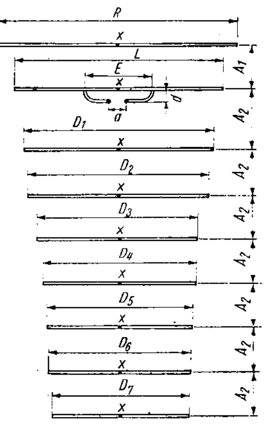
Tafel 6 Die 9-Element-Yagi-Antenne

Kenndaten: Antennengewinn 10 dB, Rückdämpfung etwa 22 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 50°, Öffnungswinkel vertikal etwa 80°, relative Antennenlänge 1 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch, Elementdurchmesser 8 mm bis 12 mm.

	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L des Strahlers	809	778	749	722	698	673	652	632
Länge R des Reflektors	870	837	806	778	751	726	705	680
Länge D_1	755	726	699	674	651	629	608	589
Länge D_2	747	718	691	667	643	622	601	582
Länge D_3	735	707	680	656	633	612	591	572
Länge D_4	722	694	668	645	622	601	581	562
Länge D_5	710	682	657	634	611	591	572	553
Länge D_6	700	672	647	624	602	582	565	545
Länge D_7	689	662	637	615	593	574	554	538
Abstand A_1	423	405	392	380	365	352	342	333
Abstand A_2	170	162	157	151	146	141	138	133
Abstand E	521	502	482	465	449	434	420	406
Abstand d	50	50	50	50	50	50	50	50

(alle Angaben in mm)

Der Abstand a der Speisepunkte beträgt einheitlich 10 mm bis 20 mm.



2.6. Die HB9CV-Antenne

Bei der Yagi-Antenne werden die Sekundärelemente (Reflektoren und Direktoren) durch reine Strahlungskopplung erregt. Klarere Verhältnisse und einen besseren Wirkungsgrad erhält man, wenn Strahler und Reflektor direkt, aber mit der erforderlichen Phasenverschiebung gespeist werden. Es hat sich erwiesen, daß ein Halbwellendipol mit gespeistem Reflektor einem im Aufwand vergleichbaren 2-Element-Richtstrahler mit parasitärem Reflektor hinsichtlich des Antennengewinnes weit überlegen ist. Durch die volle Speisung steigt außerdem die Bandbreite, und die Rückdämpfung wird vergrößert. Darum kann man in der Praxis durch eine kurze Verbindungsleitung zwischen Strahler und Reflektor eine beträchtliche Verbesserung der Antenneneigenschaften erzielen. Die ausgereifte Bauform eines Richtstrahlers mit gespeistem Reflektor stellt die von dem Schweizer Funkamateur R. Baumgartner entwickelte HB9CV-Antenne dar, die auch unter dem Namen „Schweizer Antenne" bekannt geworden ist.
Das Schema der HB9CV-Antenne vermittelt Bild 2.13. Es handelt sich um zwei ungleich lange Dipole, die im Abstand von $\lambda/8$ parallel zueinander angeordnet sind. Beide Dipole werden gespeist; sie sind außerdem durch Strahlung miteIn-

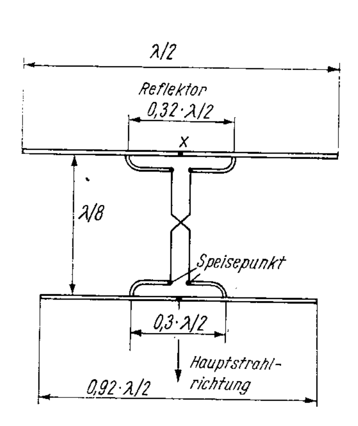


Bild 2.13. Die HB9CV-Antenne

ander gekoppelt. Bei dem gewählten Abstand von $\lambda/8$ kommt *die beste einseitige Richtwirkung zustande, wenn das hintere* Element dem vorderen um den Phasenwinkel 225° nacheilt. Bei der „Schweizer Antenne“ stellt man durch Überkreuzen der Phasenleitung eine Phasenverschiebung von 180° her. Die Laufzeit vom Speisepunkt über die Verbindungsleitung ergibt eine zusätzliche Phasenverschiebung von 45°, so daß die geforderte Phasendifferenz von 225° durch die Konstruktion der Phasenleitung hergestellt wird. Gleichzeitig muß aber auch die Strahlungskopplung zwischen beiden Elementen die gleiche Phasendifferenz von 225° erzeugen, da andernfalls die Strahlungskopplung der direkten Speisung entgegenwirkt. Das geschieht, indem man das vordere Element verkürzt (Direktorwirkung) und das hintere Element verlängert (Reflektorwirkung). Die Elementlängen sind außerdem so bemessen, daß sich die induktive Blindkomponente des Reflektors und die kapazitive des Direktors im Speisepunkt gerade kompensieren. Beide Elemente werden durch T-Anpassungen erregt, die über die Phasenleitung miteinander verbunden sind. Mit den T-Gliedern wird auf den Elementen eine der Speiseleitung *entsprechende Impedanz abgegriffen.* Der Leiterabstand der Phasenleitung ist unkritisch und kann 10 mm bis 20 mm betragen. Zur Herstellung der Phasenleitung können beliebige blanke oder besser PVC-isolierte Drähte verwendet werden. Die HB9CV-Antenne hat bei nur halbem Aufwand die Verstärkungseigenschaften einer 4-Element-Yagi-Antenne mit engen Elementabständen und benötigt außerdem einen wesentlich geringeren Platz. Da diese Antennenform von der Industrie bisher noch nicht gefertigt wird, bildet sie ein lohnendes Selbstbauobjekt. Es ist allerdings zwecklos, den HB9CV-Strahler noch mit weiteren Elementen (z. B. mit einem zusätzlichen Direktor) zu versehen. Versuche haben ergeben, daß zusätzliche gespeiste Elemente den Gewinn nicht erhöhen. Die Ergebnisse waren in jedem Falle schlechter als mit nur zwei Elementen. Dagegen lohnt es sich durchaus, wenn man zwei oder mehrere „Schweizer Antennen“ vertikal übereinanderstockt. In Abschnitt 2.8. werden die dabei auftretenden Speisungsprobleme erläutert.

In der nachstehenden Tafel 7 sind die Abmessungen von HB9CV-Antennen für alle Fernsehkanäle der Bänder I und III angegeben.

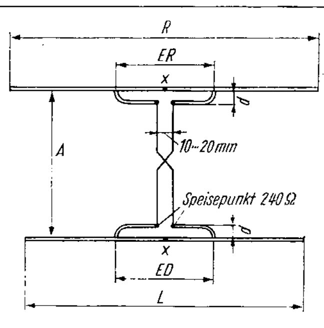
Tafel 7 Die HB9CV-Antenne („Schweizer Antenne")

Kenndaten: Antennengewinn 7 dB, Rückdämpfung 15 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 60°, Öffnungswinkel vertikal etwa 90°, relative Antennenlänge 0,125 λ, Ganzmetallbauweise, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch, Elementdurchmesser 4 mm bis 8 mm.

	Band I		
	Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L	2760	2460	2210
Länge R	3000	2680	2400
Abstand ED	900	804	720
Abstand ER	960	858	768
Abstand A	750	670	600
Abstand d	30	30	30

	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	784	754	727	696	672	653	635	616
Länge R	852	820	790	760	730	710	690	670
Abstand ED	256	246	237	228	219	213	207	201
Abstand ER	273	262	253	243	234	227	221	215
Abstand A	213	205	198	190	180	175	171	168
Abstand d	10	10	10	10	10	10	10	10

(alle Angaben in mm)



2.7. Gruppenantennen

Im Fernsehband III konnten neben den Yagi-Antennen auch die Gruppenstrahler Bedeutung erlangen. Gruppenantennen sind Kombinationen von Ganzwellendipolen, die vor Reflektoren — seltener auch vor Reflektorwänden — angeordnet werden. Man bezeichnet sie auch als Phasenantennen. Sie werden vorwiegend dann angewendet, wenn keine Reflexionen des zu empfangenden Signals auftreten können und keine scharfe Bündelung in der Horizontalebene erforderlich ist. Einen Ganzwellendipol mit seiner Strom- und Spannungsverteilung zeigt Bild 2.14. Er besteht aus zwei Halbwellenstücken, die in einer Linie (kollinear) angeordnet sind und im Spannungsbauch gleichphasig erregt werden. Deshalb bezeichnet man diesen auch als spannungsgespeisten Dipol. Der Fußpunktwiderstand eines Ganzwellendipols ist verhältnismäßig groß, er liegt etwa zwischen 1000 und 5000 Ω. Da im Speisepunkt Spannungsmaximum herrscht, muß dort auf besonders gute Isolation geachtet werden.
Der Fußpunktwiderstand und die Bandbreite sind mehr als beim Halbwellendipol vom Verhältnis Wellenlänge zu Elementdurchmesser (λ/d) abhängig. Dabei ist die Bandbreite stets größer als die eines λ/2-Dipols gleichen Schlankheitsgrades. Auch der Verkürzungsfaktor V des Ganzwellendipols unterscheidet sich von dem des Halbwellendipols.
Aus den Kurven in Bild 2.15. können in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad die Verkürzungsfaktoren V und die zu erwartenden Fußpunktwiderstände R_0 von Ganzwellendipolen abgelesen werden. Der gegenseitige Abstand der beiden Dipolhälften im Speisepunkt hat ebenfalls Einfluß auf den Fußpunktwiderstand. Die aus den Kurven zu ersehenden Werte

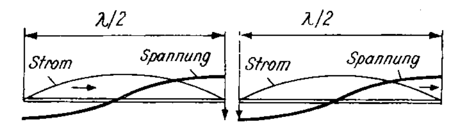


Bild 2.14. Der Ganzwellendipol

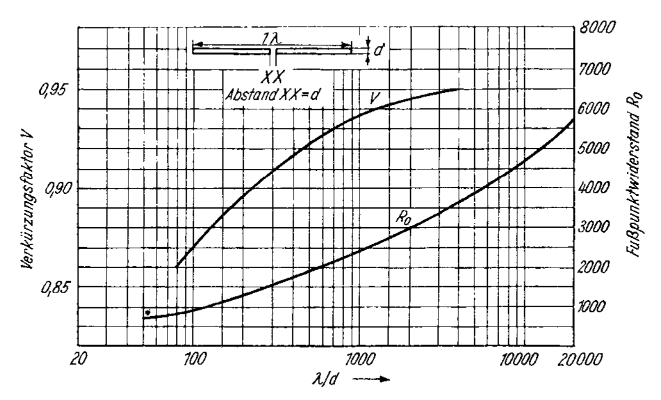


Bild 2.15. Fußpunktwiderstand und Verkürzungsfaktor beim Ganzwellendipol in Abhängigkeit vom Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis

für R_0 sind hinreichend genau, wenn der Abstand XX gleich dem Elementdurchmesser d ist.

Infolge einer größeren räumlichen Ausdehnung ist der Ganzwellendipol etwas wirksamer als der Halbwellendipol, es kann mit einem Antennengewinn von 1,8 dB gerechnet werden.

Stockt man zwei Ganzwellendipole im Abstand von $\geqq \lambda/2$ übereinander und speist diese mit gleicher Phasenlage, so erhält man bereits die einfachste Gruppenantenne mit einem Gewinn von 5,8 dB (Bild 2.16.). Versieht man die Ganzwellendipole außerdem noch mit Reflektoren, so läßt sich der Gewinn um weitere 3 dB auf 8,8 dB steigern. Es fällt auf, daß die Verbindungsleitung zwischen beiden Ebenen überkreuzt ist. Ohne auf die Leitungstheorie näher einzugehen, muß hierzu gesagt werden, daß eine Halbwellenleitung eine Phasendrehung von 180° verursacht. Da aber beide Ebenen gleichphasig erregt werden müssen, gleicht man die Phasenverschiebung aus, indem die Verbindungsleitung ebenfalls um 180° verdreht wird. Gruppenantennen sind ausgesprochen breitbandig und eignen sich deshalb für den Empfang mehrerer Kanäle im Band III. Aus einer Vielzahl der Möglichkeiten, Gruppenantennen aufzubauen, wurde in Tafel 8 eine 12-Element-Grup-

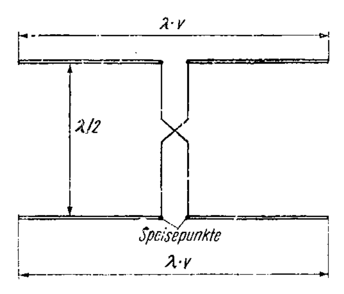


Bild 2.16. Einfachste Gruppenantenne (4 Elemente)

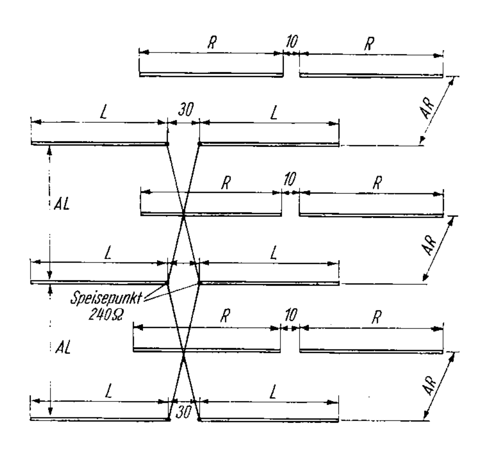
penantenne ausgewählt, die für die Kanalgruppen 5 bis 8 bzw. 9 bis 12 dimensioniert werden kann. Neben den unbestreitbar großen Vorzügen, die Gruppenantennen in elektrischer Hinsicht bieten, muß man jedoch auch einige beachtenswerte mechanische Schwierigkeiten erwähnen: Eine Ganzmetallbauweise wie bei der Yagi-Antenne ist nicht durchführbar. Die Elementhälften müssen in ihren Spannungsminima $\lambda/4$ von den Enden entfernt gehaltert werden, aber selbst dort sollen die Elemente von ihren Trägern isoliert sein. Zudem bieten Gruppenantennen dem Wind immer eine große Angriffsfläche und verlangen deshalb eine besonders stabile Konstruktion

Tafel 8 Die 12-Element-Gruppenantenne

Kenndaten: Antennengewinn 10,5 dB, Rückdämpfung etwa 20 dB, Öffnungswinkel horizontal etwa 60°, Öffnungswinkel vertikal etwa 40°, Elementdurchmesser 10 mm, Durchmesser der Verbindungsleitungen 3 mm bis 6 mm, Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch.

	Band III Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Längen L der Strahler	708	620
Längen R der Reflektoren	800	700
Etagenabstand AL	790	685
Abstand AR der Reflektoren	242	210

(alle Angaben in mm)



2.8. Gestockte Yagi-Antennen

Die Vorzüge der flachen Abstrahlung (kleiner vertikaler Öffnungswinkel) einer Gruppenantenne kann man auch jeder Yagi-Antenne verleihen, indem man zwei oder mehrere Yagi-Ebenen vertikal übereinanderstockt (Bild 2.17.). Der einfache mechanische Aufbau einer Yagi in Ganzmetallbauweise wird dabei mit der Flachstrahlung einer Gruppenantenne zu einer leistungsfähigen und wirtschaftlichen Kombination vereinigt. Die gestockte Yagi benötigt im Gegensatz zur Gruppenantenne nur einen einzigen senkrechten Tragemast, an dem die einzelnen Yagi-Ebenen befestigt werden. Es sind außerdem keinerlei Isolatoren erforderlich.
Ordnet man zwei oder mehr gleichartige Einebenenantennen etagenförmig übereinander an, so tritt bei horizontal polarisierten Antennen eine Bündelung in der Vertikalebene ein. Der horizontale Öffnungswinkel wird durch die Stockung nicht merkbar beeinflußt. Besonders zu empfehlen sind gestockte Antennen an Empfangsorten mit hohem lokalem Störpegel. Durch den kleinen vertikalen Öffnungswinkel werden alle von unten einfallenden Störstrahlungen, wie Zündfunkenstörungen und Störungen durch sonstige elektrische Geräte, von der Antenne nicht oder zumindest stark geschwächt aufgenommen.
Der durch die vertikale Bündelung erzielte Antennengewinn hängt in erster Linie von der Anzahl der „Etagen“ ab und wird auch noch vom Abstand zwischen den Antennenebenen (Etagenabstand) beeinflußt. Obwohl der optimale Abstand bei zwei Antennenebenen 0,65 λ beträgt, bevorzugt man im allgemeinen einen Etagenabstand von $\lambda/2$, weil dieser aus Gründen der gleichphasigen Speisung vorteilhaft ist.
Da alle in den Tafeln 3 bis 7 beschriebenen Antennen einen Fußpunktwiderstand von 240 Ω haben, können diese Antennen — gleich welcher Elementezahl — über eine für alle Formen gleichartige Zweidrahtleitung miteinander verbunden und gespeist werden. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß man nur zwei Ebenen übereinanderstockt und der Etagenabstand $\lambda/2$ beträgt.
Bild 2.18. zeigt eine Verbindungsleitung mit zentralem Speise-

punkt, bei der der Übersichtlichkeit halber nur jeweils die gespeisten Elemente der angeschlossenen Antennenebenen eingezeichnet wurden. Es sind Elemente mit der sogenannten T-Glied-Anpassung dargestellt, es könnten aber auch Schleifendipole sein. Die beiden Fußpunkte Z_1 und Z_2 der beiden Ebenen liegen einander im Speisepunkt XX parallel. Da bei Z_1 und Z_2 Fußpunktwiderstände von je 240 Ω vorhanden sind, liegen diese bei XX ebenfalls einander parallel, woraus bei XX ein Speisepunktwiderstand von 120 Ω resultieren würde. Erwünscht ist aber auch bei XX ein Widerstand von 240 Ω, um dort das ganze System mit einer UKW-Bandleitung von 240 Ω Wellenwiderstand speisen zu können. Man erreicht das durch transformierende Viertelwellenleitungen. Die Zusammenhänge werden nachstehend kurz erläutert.

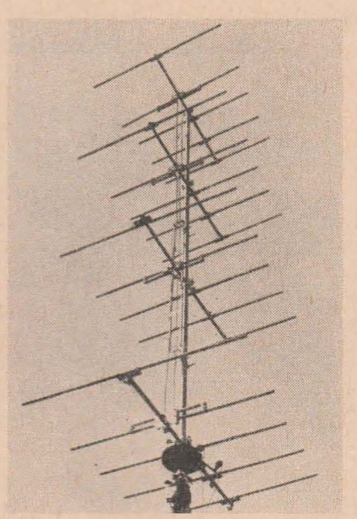


Bild 2.17.
Gestockte Yagi-Antenne „5 über 5 über 5 über 5" von DL6MH

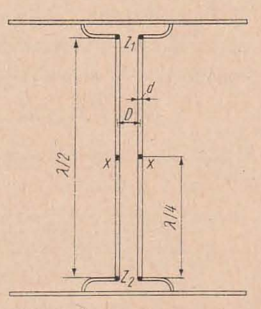


Bild 2.18.
Aufstockungsleitung mit zentralem Speisepunkt XX

2.8.1. Der Viertelwellentransformator

Eine Zweidrahtleitung hat als wichtigste Kenngröße einen bestimmten Wellenwiderstand Z. Er ist in seiner Größe vom Durchmesser der Leitungen, ihrem gegenseitigen Abstand und vom zwischen den Leitungen befindlichen Isoliermaterial abhängig. Der Wellenwiderstand einer Leitung ist unabhängig von der Frequenz und der Leitungslänge. Dünne Leiter mit weitem Leiterabstand haben einen großen, dicke Leiter mit engem Abstand haben einen kleinen Wellenwiderstand. Auch die bekannte UKW-Bandleitung ist eine solche Zweidrahtleitung mit einem Wellenwiderstand von 240 Ω. Aus Bild 2.19. ist der Wellenwiderstand von luftisolierten Zweidrahtleitungen zu ersehen.

Nach der Leitungstheorie — auf die aus Platzgründen nicht näher eingegangen werden kann — wirkt eine offene Viertelwellenleitung als Widerstandstransformator. Zwischen dem Wellenwiderstand Z einer elektrisch $\lambda/4$ langen Doppelleitung, deren Eingangswiderstand Z_E und dem Ausgangswiderstand Z_A besteht die Beziehung:

$$Z = \sqrt{Z_E \cdot Z_A}. \qquad (20)$$

Setzen wir z. B. für Z_E den Fußpunktwiderstand einer An-

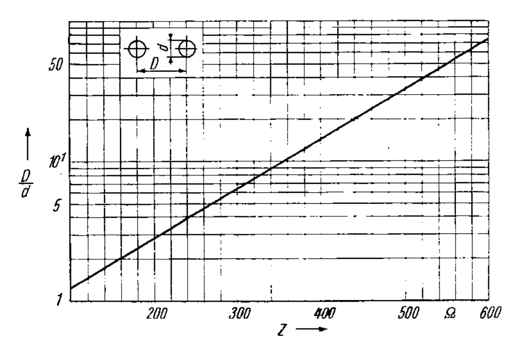


Bild 2.19. Der Wellenwiderstand Z einer Paralleldrahtleitung mit Luftisolation in Abhängigkeit vom Verhältnis Leiterabstand D zu Leiterdurchmesser d

tennenebene mit 240 Ω und wünschen am Ausgang ZA des Viertelwellentransformators einen Widerstand von 480 Ω, so läßt sich aus der obigen Formel (20) der erforderliche Wellenwiderstand Z des Viertelwellentransformators mit

$$Z = \sqrt{240 \cdot 480} = \sqrt{115200} \approx 340\,\Omega$$

errechnen.

Ein Wellenwiderstand von 340 Ω kann nach Bild 2.19. dargestellt werden, wenn das Verhältnis Leiterabstand D und Leiterdurchmesser d 9:1 beträgt. Benutzt man z. B. Leiter mit d = 3 mm, so ist ein Leiterabstand D von 27 mm einzuhalten. Betrachtet man die Aufstockungsleitung in Bild 2.18., so läßt sich erkennen, daß die Leitungspaare zwischen Z_1 und XX bzw. Z_2 und XX eine Länge von je $\lambda/4$ haben; es sind also bereits zwei Viertelwellentransformatoren vorhanden. Es muß nun dafür gesorgt werden, daß der Wellenwiderstand dieser Leitungen jeweils von 240 Ω (dem Fußpunktwiderstand jeder Ebene) auf 480 Ω beim gemeinsamen Speisepunkt XX transformiert. Da die beiden auf 480 Ω transformierten Widerstände bei XX einander parallelliegen, resultiert daraus der gewünschte Speisepunktwiderstand von 240 Ω. Das vorhergegangene Rechenbeispiel wurde bereits für diesen Fall gewählt: Die Verbindungsleitung muß einen Wellenwiderstand von 340 Ω haben, der durch ein Abstand/Durchmesser-Verhältnis von 9:1 hergestellt wird.

In Tafel 9 sind Aufstockungsleitungen für alle Kanäle der Fernsehbänder I und III enthalten, die es ermöglichen, zwei gleichartige Antennenebenen mit einem Fußpunktwiderstand von 240 Ω übereinanderzustocken. Dabei kann man am zentralen Speisepunkt eine 240-Ω-Bandleitung impedanzrichtig anschließen. Diese Aufstockungsleitungen können sowohl für Industrieantennen als auch für beliebige Selbstbauantennen verwendet werden, sofern deren Fußpunktwiderstand 240 Ω beträgt.

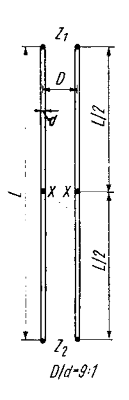
Tafel 9 Aufstockungsleitungen für zwei Antennenebenen im Abstand λ/2

Kenndaten: Leitungslänge L = λ/2 · Verkürzungsfaktor, Wellenwiderstand der Leitung = 340 Ω, Anschlußimpedanz an den Leitungsenden Z_1 und Z_2 = 240 Ω, Anschlußimpedanz des zentralen Speisepunktes XX = 240 Ω.

Band I	Kanal 2		Kanal 3		Kanal 4			
Leitungslänge L	3000		2620		2330			
Band III	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Leitungslänge L	830	795	774	742	713	689	669	645

(alle Angaben in mm)

Das Abstand/Durchmesser-Verhältnis D/d beträgt in allen Fällen 9:1. Wird z. B. der Leiterdurchmesser d mit 3 mm gewählt, so muß der Abstand D 27 mm betragen.



2.9. Sonderformen der Fernsehantennen

Schon immer haben sich Funkamateure sehr intensiv mit Antennenproblemen beschäftigt, weil die Wirksamkeit der Antenne in erster Linie die Erfolge einer Amateurfunkstation bestimmt. Die Früchte solcher Amateurentwicklungen waren manche Sonderformen, die sich vielfach sehr gut bewährten. Eine solche Sonderform ist z. B. das „Cubical Quad“ (engl. kubisches Viereck), das sich auch für den Fernsehbereich gut eignet.
Die Entwicklung der Fernsehtechnik in den Bändern IV und V zwang auch die Antennenindustrie zu neuen Wegen. Es ergab sich die Forderung nach einem sehr hohen Antennengewinn und großer Bandbreite. Da die Antennenelemente im Bereiche IV/V nur etwa 1/3 der Länge von Band-III-Elementen haben, beträgt auch die Spannungsaufnahme nur etwa den dritten Teil. Das bedeutet, daß eine Band-IV-Antenne einer gleichartigen Band-III-Antenne gegenüber um rund 9 dB im Nachteil ist. Da im UHF-Bereich bereits durch kleine Hindernisse starke Reflexionen hervorgerufen werden, muß man fast immer scharfbündelnde Hochleistungsantennen verwenden. Sehr lange Yagis mit einer Vielzahl von Elementen können diese Forderungen wohl erfüllen. In der Praxis hat sich aber herausgestellt, daß der in den Datenblättern propagierte und meßtechnisch ermittelte Antennengewinn oftmals nicht erreicht wird. Das ist auf Feldverzerrungen an manchen Empfangsorten zurückzuführen. Dabei können die einzelnen Spannungen, die von den Direktoren der langen Yagi-Antenne aufgenommen werden, gegeneinander in der Phase verschoben sein. Die Summenspannung bleibt dann immer unter dem möglichen Höchstwert des gleichmäßigen Feldes. Es wurden deshalb Sonderformen entwickelt, die nur eine geringe Längenausdehnung haben und darum unempfindlicher gegenüber Feldverzerrungen sind. Im allgemeinen handelt es sich um Winkelreflektoren mit Breitbanddipolen (Corner-Antennen) oder gestockte Ganzwellen-Schmetterlingsdipole vor Reflektorwänden (s. Abschnitt 2.9.2.).

2.9.1. Das Cubical Quad

Eine Richtantenne, die im Kurzwellenbereich geradezu Berühmtheit erlangt hat, ist das Cubical Quad. Sie hat eine Reihe von Vorzügen, die ihren Einsatz als Selbstbau-Fernsehantenne rechtfertigen. Zum Bau eines Cubical Quad werden nur dünne Drähte oder Litzen benötigt. Es gibt deshalb keine Schwierigkeiten in der Materialbeschaffung, und die Kosten dieser Antenne sind äußerst geringfügig. Ein Quad-Element besteht

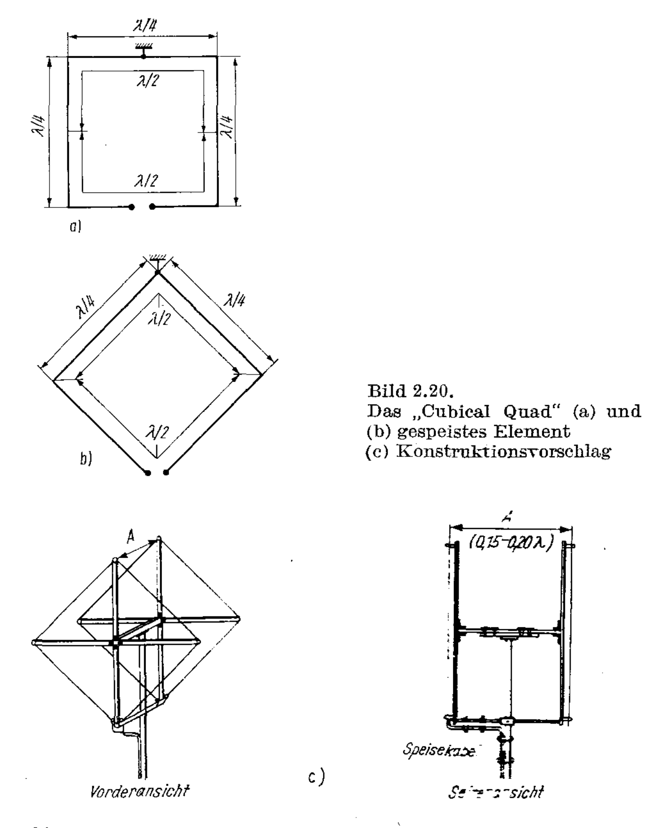


Bild 2.20.
Das „Cubical Quad" (a) und
(b) gespeistes Element
(c) Konstruktionsvorschlag

aus einem Drahtviereck mit einer Seitenlänge von $\lambda/4$ und einem Gesamtumfang von 1 λ (Bild 2.20.). Dieses Drahtviereck bildet bereits eine gestockte Antenne, da man es als die Zusammenschaltung zweier Halbwellendipole in ungefähr 1/4 λ Abstand übereinander betrachten kann. Es ist für die Wirkungsweise gleichgültig, ob dieses Viereck auf einer Seite steht (Bild 2.20.a) oder auf der Spitze (Bild 2.20.b). Wichtig ist lediglich, daß für horizontale Polarisation der Speisepunkt in der Mitte einer waagerechten Seite (Bild 2.20.a) bzw. an der unteren oder oberen Spitze (Bild 2.20.b) liegen muß. Sinngemäß erhält man vertikale Polarisation, wenn in der Mitte einer senkrechten Seite bzw. an der linken oder rechten Spitze eingespeist wird. Entsprechend der Stromverteilung auf dem Viereck liegt das Spannungsminimum immer genau gegenüber dem Speisepunkt. Dort darf das System geerdet werden, so daß man auch diese Antenne in Ganzmetallbauweise herstellen kann. Bild 2.20.c zeigt einen Konstruktionsvorschlag. Das Tragegerüst besteht aus Holzstäben.
Das einfache Drahtviereck hat gegenüber einem Normaldipol bereits einen Gewinn von 2 dB bei einem Fußpunktwiderstand von etwa 120 Ω. Das Empfangsmaximum tritt auf, wenn das Viereck mit seiner Breitseite zum Sender zeigt. Es ist in dieser Form nach zwei gegenüberliegenden Seiten wirksam. Eine einseitige Richtcharakteristik aus der Breitseite bei gleichzeitiger Erhöhung des Gewinns ergibt sich, wenn man das einfache Viereck durch einen parasitären Reflektor zu einem Cubical Quad erweitert. Dieser Reflektor ist ebenfalls ein Drahtviereck und befindet sich 0,08 bis 0,22 λ vom gespeisten Element entfernt. Bei einem Reflektorabstand von 0,08 λ beträgt der Speisepunktwiderstand rund 70 Ω symmetrisch bei einem Gewinn von 5,5 dB. Vergrößert man den Reflektorabstand auf 0,2 λ, so steigt der Gewinn auf $>$ 8 dB bei gleichzeitiger Erhöhung des Fußpunktwiderstandes.
Größere Erfahrungen mit dem Cubical Quad im Fernsehbereich liegen noch nicht vor. Sie ist deshalb ein interessantes Objekt für den experimentierfreudigen Antennenbastler. So wäre es z. B. durchaus möglich, das System durch eine T-Glied-Anpassung auf den üblichen Fußpunktwiderstand von 240 Ω

symmetrisch zu bringen. Es bietet sich außerdem an, in gleicher Weise wie bei der HB9CV-Antenne ebenfalls den Reflektor zu speisen. Wo der Antennengewinn nicht ausreicht, kann man zwei oder mehr Quad-Systeme übereinanderstocken. Dagegen ist es nach den bisherigen Erfahrungen unwirtschaftlich, wenn man das Cubical Quad durch einen zusätzlichen Direktor erweitert, denn der Gewinnzuwachs rechtfertigte keineswegs den Aufwand.

In der Tafel 10 sind die Resonanzlängen des gespeisten Elementes L und des Reflektors R für alle Kanäle der Fernsehbänder I und III aufgeführt. Es werden die Reflektorabstände für 0,08 λ, 0,10 λ, 0,15 λ und 0,20 λ angegeben. Die Quadrate können sowohl auf der Breitseite als auch auf der Spitze stehen, sie sind in der Wirkungsweise identisch. Bei der Einspeisung nach a und b ist das System horizontal polarisiert, c und d zeigt die gleichen Strahler mit vertikaler Polarisation. Der Fußpunktwiderstand liegt zwischen 60 und 85 Ω symmetrisch und schwankt in Abhängigkeit vom Reflektorabstand.

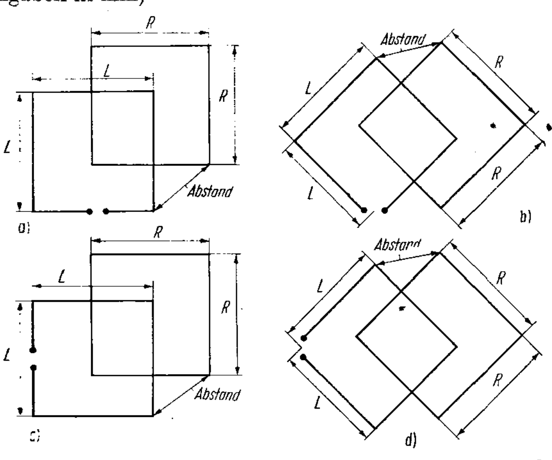
Tafel 10 Das Cubical Quad

Kenndaten: Antennengewinn 5,5 bis 8,5 dB, Rückdämpfung 20 dB, Speisepunkt 60 bis 85 Ω symmetrisch, Leiterdurchmesser beliebig. Polarisation: horizontal = a und b, vertikal = c und d.

	Band I		
	Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Längen L	1523	1338	1193
Längen R	1670	1465	1304
Abstand A			
0,08 λ	490	429	382
0,10 λ	613	536	477
0,15 λ	920	804	715
0,20 λ	1226	1072	954

	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Längen L	430	414	400	385	372	360	348	337
Längen R	472	454	437	422	407	394	381	369
Abstand A								
0,08 λ	137	131	126	122	118	114	111	107
0,10 λ	171	164	158	153	147	142	138	133
0,15 λ	256	246	237	229	220	213	107	200
0,20 λ	342	328	316	306	294	284	276	266

(alle Angaben in mm)



2.9.2. Breitbandantenne vor Reflektorwand für FS-Band IV

Ein Ganzwellendipol, dessen Enden flächig verbreitert sind, wird wegen seiner Form auch Schmetterlingsdipol genannt (Bild 2.21.). Er hat als „dicker" Dipol eine sehr große Frequenzbandbreite. Durch die erhöhte Kapazität eines solchen Breitbanddipols beträgt dessen Strahlerlänge nur etwa 0,73 λ. Der Fußpunktwiderstand ist vom Spreizwinkel abhängig (siehe Bild 2.22.). Bei einem Spreizwinkel von etwa 30° kann z. B. der Dipol mit einer 240-Ω-Leitung impedanzrichtig gespeist werden. Häufig sind solche Spreizdipole auch übereinandergestockt. Dabei sollte man jedoch die Anwendung von Transformationsgliedern vermeiden, da diese frequenzabhängig sind und deshalb die Bandbreite der Antenne wieder einengen. Sollen zwei Spreizdipole übereinandergestockt werden, so kann man jeden Strahler für einen Fußpunktwiderstand von 480 Ω bemessen (der Spreizwinkel nach Bild 2.22. beträgt 22°).

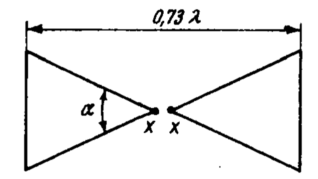


Bild 2.21. Das Breitband-Dipol

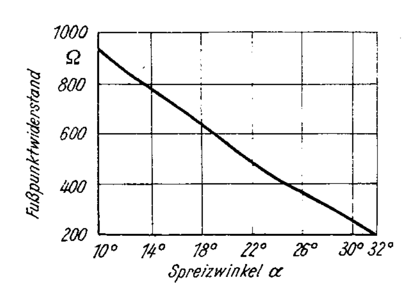


Bild 2.22. Der Fußpunktwiderstand des Spreizdipols in Abhängigkeit vom Spreizwinkel

Beide Dipole sind nun über eine unabgestimmte Zweidrahtleitung beliebiger Länge miteinander zu verbinden, wobei der Wellenwiderstand Z der Verbindungsleitung ebenfalls 480 Ω betragen muß. Nach Bild 2.19. kann eine 480-Ω-Leitung hergestellt werden, wenn deren Abstand/Durchmesser-Verhältnis etwa 28:1 beträgt. Genau in der geometrischen Mitte der Verbindungsleitung läßt sich nun die gestockte Anordnung an eine 240-Ω-Bandleitung impedanzrichtig anschließen.
Ferner besteht die Möglichkeit, die gestockten Breitbanddipole in entsprechendem Abstand vor eine Reflektorwand zu setzen. Das Richtdiagramm wird dann einseitig, und der Antennengewinn steigt. Wählt man den Abstand von der Reflektorwand mit 0,22 λ, so bleibt der Fußpunktwiderstand unbeeinflußt. Diese Anordnung ist besonders als Fernsehantenne für Band IV zu empfehlen, da damit innerhalb des Nutzfrequenzbereiches ein Antennengewinn zwischen 7 und 12,5 dB erzielt wird, wobei die Bandbreite der Antenne sämtliche Kanäle des Bandes überdeckt. Diese Antenne ist im Gegensatz zu Yagi-Anordnungen auch im UHF-Bereich völlig nachbausicher, da sich auf Grund der großen Bandbreite geringe Fehlbemessungen kaum auswirken.
Im Bild 2.23. ist eine gestockte Breitbandantenne vor Reflektorwand für Fernsehband IV mit allen erforderlichen Bemessungsangaben dargestellt.
Kenndaten: Antennengewinn um 10 dB, Rückdämpfung etwa 25 dB, Bandbreite 470 bis 605 MHz, Speisepunkt 240 Ω symmetrisch.
Alle Bemessungen sind in mm angegeben. Die beiden Ganzwellendipole mit der 480-Ω-Verbindungsleitung befinden sich in 150 mm Abstand vor der Reflektorwand. Dieser Abstand wird durch Isolierstoffstützen hergestellt, die an ihren Stirnseiten mit den Dipolflächen und der Reflektorwand verschraubt werden. Als Isolierstoff eignet sich Hartpapier, Novotext und notfalls auch trockenes Holz, das in Paraffin ausgekocht wurde.

Zugunsten eines stabilen Aufbaues sollte man den Rahmen der Reflektorwand aus Winkelmaterial herstellen. Die waagerecht orientierten Reflektoren können aus Drähten, Stäben oder

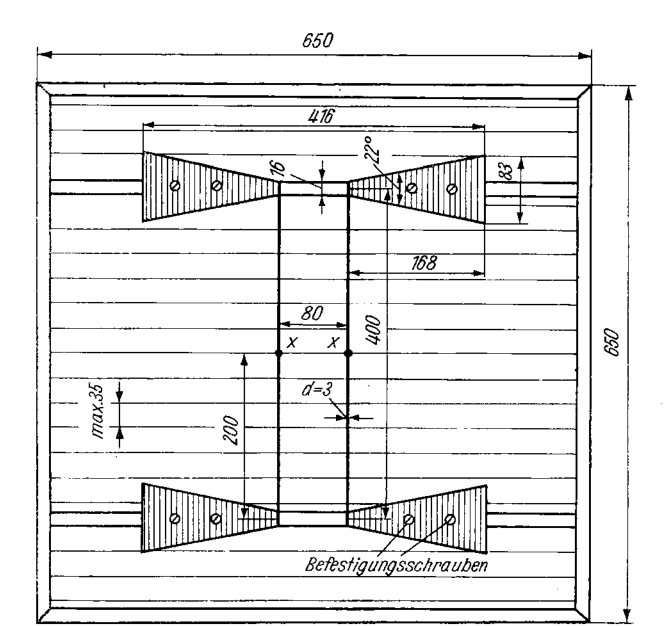


Bild 2.23. Breitbandantenne vor Reflektorwand für FS-Band IV

Bandmaterial beliebigen Durchmessers bestehen. Der lichte Abstand zwischen zwei Reflektoren sollte nicht größer als 35 mm sein, größere Abstände verschlechtern die Rückdämpfung. Es ist empfehlenswert, die längs der Dipolachsen verlaufenden Reflektoren aus kräftigem Bandmaterial herzustellen, da diese Reflektoren über die Isolierstoffstützen die Dipolanordnung zu tragen haben.

3. Die Speisung von Fernsehantennen

Industriell gefertigte Fernsehantennen werden heute fast ausnahmslos für einen Speisepunktwidertsand von 240 Ω symmetrisch geliefert. Auch die Eingangsimpedanz moderner Fernsehempfänger ist immer für 240 Ω symmetrisch ausgelegt. Darum muß die Verbindungsleitung zwischen Antenne und Empfänger aus Gründen der Anpassung einen Wellenwiderstand von 240 Ω haben.

In kommerziellen Fernseh-Empfangsanlagen verwendet man grundsätzlich Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50 bis 75 Ω (meist 60 Ω). Deshalb wird Antennenabgang und Empfängereingang für den unsymmetrischen Anschluß solcher Kabel dimensioniert. Das Für und Wider beider Methoden soll nachstehend erläutert werden.

3.1. UKW-Bandleitungen und Koaxialkabel

In Isolierstoffe eingebettete Flachbandleitungen — also die üblichen UKW-Bandleitungen — sind billig und leicht. Das Dielektrikum besteht meist aus dem Kunststoff Polyäthylen. Die handelsüblichen Bandleitungen haben Wellenwiderstände von 240 und 300 Ω. Neue Flachbandleitungen weisen nur eine geringe Dämpfung auf, sie sind verlustärmer als vergleichbare Koaxialkabel. Unter längerem Witterungseinfluß ist jedoch eine merkliche Verschlechterung der Dämpfungswerte festzustellen. Durch die Ultraviolettstrahlung der Sonne verändert das Dielektrikum mit der Zeit seine elektrischen Eigenschaften in ungünstiger Weise. Diesen Alterungseinfluß der Sonnenstrahlung versucht man in neuerer Zeit durch Pigmentierung des Kunststoffes mit Ruß zu verhindern oder zumindest stark zu verzögern. Besonders große Veränderungen der Kennwerte weisen Bandleitungen bei Regen, Reif oder Nebel auf, da sie sich dann mit einem Wasserfilm überziehen, der eine unkon-

trollierbare Veränderung des Wellenwiderstandes bewirkt. Weiterhin verändert sich der Wellenwiderstand bei Annäherung an Gebäudeteile, Metallmassen usw. Deshalb müssen Bandleitungen möglichst frei und räumlich unveränderbar verlegt werden.

Koaxialkabel sind witterungsbeständig, altern kaum und lassen sich beliebig verlegen. Diese Eigenschaften rechtfertigen ihren höheren Preis. Die Grunddämpfung von Koaxialkabeln ist bei den handelsüblichen Sorten im allgemeinen etwas höher als die von guten UKW-Bandleitungen, jedoch bleibt die Dämpfung unabhängig von Witterungseinflüssen konstant.

Koaxialkabel bestehen aus dem Innenleiter, der konzentrisch in einem Dielektrikum eingebettet ist, dem Außenleiter und dem Außenschutzmantel. Der Innenleiter wird vorwiegend als blanker Kupferdraht ausgebildet; seltener besteht der Innenleiter aus Kupferlitze. Solche Kabel können mehr auf Biegung beansprucht werden, haben jedoch gegenüber einem vergleichbaren Koaxialkabel mit Volldraht-Innenleiter eine größere Dämpfung.

Das Dielektrikum besteht aus verlustarmen HF-Isolierstoffen, vorwiegend Polyäthylen, Polystyrol oder Polyvinylkarbazol. Man unterscheidet Volldielektrika und luftraumreiche Dielektrika. Kabel mit Volldielektrikum haben eine große Konstanz des Aufbaues und damit auch der elektrischen Eigenschaften bei Biegung, Knickung, Druck und sonstigen mechanischen Einwirkungen. Die Vollisolation bewirkt außerdem eine hohe Spannungsfestigkeit und bietet einen gewissen Schutz gegen eindringende Feuchtigkeit. Dagegen sind die Verluste etwas höher als bei vergleichbaren Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum. Kabel mit luftraumreichem Dielektrikum zeigen sich empfindlich gegenüber äußeren mechanischen Einflüssen und müssen sehr sorgfältig gegen eindringende Feuchtigkeit abgedichtet werden. Besonders günstig sind Schaumstoffe auf Kunststoffbasis als Dielektrikum. Diese können in sich die Vorzüge der Vollisolation mit denen der luftraumreichen vereinigen.

Der Außenleiter wird bei schwachen Koaxialkabeln vorzugsweise als Kupferrunddrahtumflechtung ausgeführt, stärkere

Kabel haben oft eine Kupferbandumflechtung. Der Außenschutz eines Koaxialkabels besteht im allgemeinen aus einem Kunststoffmantel (Polyvinylchlorid). Er hat die Aufgabe, das Kabel vor eindringender Feuchtigkeit und mechanischer Beschädigung zu schützen. Spezialkabel, z. B. Ausführungen für Erdverlegung, besitzen oft noch eine Stahldrahtumflechtung, über der sich ein zweiter Schutzmantel befindet. In Deutschland finden noch vorzugsweise Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω Verwendung. Zur Anpassung an den internationalen Stand wird in Zukunft der Übergang zu Antennenkabeln mit Wellenwiderständen von 50 bzw. 75 Ω erfolgen. Diese Wellenwiderstände entsprechen der Empfehlung 96—2 der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC). In der DDR sind koaxiale HF-Kabel nach TGL 11575 standardisiert. Auch die Kurzbezeichnung des Kabeltyps wird neuerdings nach IEC-Publikation 78 gebildet. In dieser neuen Kurzbezeichnung gibt die erste Ziffer den Wellenwiderstand in Ohm an. Die auf den Bindestrich folgende zweite Ziffer ist der Durchmesser des Dielektrikums auf ganze Millimeter abgerundet. Die dritte Ziffer stellt eine Zählnummer nach IEC-Empfehlung 96—2 dar.

Beispiel: Kabeltyp 60—10—3

Es bedeuten: 60 = Wellenwiderstand 60 Ω
10 = Durchmesser des Dielektrikums 10 mm
3 = Zählnummer nach IEC

Hat ein HF-Kabel einen Außenschutz, der von der Normalausführung mit einfachem PVC-Mantel abweicht. so erfolgt die Kennzeichnung durch einen Punkt hinter der Zählnummer und mit einer zusätzlichen Ziffer entsprechend der folgenden Tabelle:

.0 = Ausführung ohne Schutzhüllen
.3 = Ausführung mit Plastschutzhülle und Bewehrung
.4 = Ausführung mit Plastschutzhülle, Bewehrung und äußerer Plastschutzhülle

Zur Unterscheidung der verschiedenen Querschnittsformen bei symmetrischen HF-Leitungen folgt nach der Angabe des

Wellenwiderstandes (1. Ziffer) ein Buchstabe. Es bedeuten hierbei:

A = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg zwischen den beiden isolierten Leitern

B = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit gleichbleibender Dicke des Dielektrikums, in das beide Leiter eingebettet sind

C = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit schlauchförmigem Dielektrikum

D = geschirmte symmetrische HF-Leitung

Auf den Buchstaben zur Kennzeichnung des Querschnittes folgt bei den ungeschirmten symmetrischen HF-Leitungen eine Ziffer, die den Abstand der beiden Leiter kennzeichnet, während bei geschirmten symmetrischen HF-Leitungen wie bei koaxialen HF-Kabeln der Durchmesser des Dielektrikums angegeben wird. Es folgen schließlich Zählnummer und Kennziffer des Außenschutzes wie bei koaxialen HF-Kabeln.

Beispiel: HF-Leitung 300 A 7—1

Es bedeuten: 300 = Wellenwiderstand 300 Ω
A = ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg
7 = Leiterabstand etwa 7 mm
—1 = Zählnummer

Die wichtigsten Kenndaten von Hochfrequenzleitungen sind Wellenwiderstand, Verkürzungsfaktor und Dämpfung. Die Werte des Wellenwiderstandes sind genormt. Bei Koaxialkabeln mit Vollisolation werden meist Isolierstoffe benutzt, deren Dielektrizitätskonstante ε bei 2,3 liegt. Daraus ergibt sich ein Verkürzungsfaktor V von 0,66 ($V = 1/\sqrt{\varepsilon}$). Bei Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum liegt der Verkürzungsfaktor im allgemeinen zwischen 0,8 und 0,9. UKW-Bandleitungen der Wellenwiderstände 240 und 300 Ω werden vorwiegend mit V = 0,8 angegeben.

Die Dämpfung einer HF-Leitung ist im Gegensatz zu Wellenwiderstand und Verkürzungsfaktor frequenzabhängig und

steigt mit wachsender Frequenz. Sie wird hauptsächlich durch den Skin-Effekt (Stromverdrängung zur Leiteroberfläche, Hautwirkung) und die dielektrischen Verluste in den die Leitung umgebenden Isolierstoffen verursacht. Datenblätter der Herstellwerke geben im allgemeinen die Dämpfung von HF-Leitungen in dB je 100 m (dB/100 m) oder in Neper je Kilometer (N/km) für verschiedene Frequenzen an. Da in Fernseh-Antennenanlagen meist nur kurze Leitungslängen benötigt werden, ist die Dämpfungsangabe in Dezibel je 100 Meter (dB/100 m) günstiger. Die Beziehungen zwischen Dezibel und Neper sind aus nachstehenden Umrechnungsformeln erkenntlich:

$$\mathrm{N} \cdot 8{,}686 = \mathrm{dB}$$
$$\mathrm{dB} \cdot 0{,}1151 = \mathrm{N}$$
$$\mathrm{N/km} \cdot 0{,}867 = \mathrm{dB/100\,m}$$
$$\mathrm{dB/100\,m} \cdot 1{,}153 = \mathrm{N/km}$$

Die Verluste durch Leitungsdämpfung können im VHF- und besonders im UHF-Bereich beträchtlich werden. Man sollte deshalb auf möglichst kurze und hochwertige Speiseleitungen achten. Als Folge oftmals vorhandener Fehlanpassung treten außerdem noch große Strahlungsverluste auf, die sich zur Leitungsdämpfung addieren. Dadurch wird der Antennenwirkungsgrad noch weiter verschlechtert.
Nachstehend folgen die Kenndaten verschiedener HF-Leitungen für Empfangszwecke, die im VEB Kabelwerk Vacha hergestellt werden.

Tafel 11 Symmetrische Zweidrahtleitungen (UKW-Bandleitungen), Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR

Wellenwiderstand 120 bis 300 Ω

Kurzzeichen neu		120 B 1—1	240 A 4—1	300 A 7—1
Kurzzeichen alt		305.0	352.0	391.0
Leiterpaar		2 Cu-Drähte	2 Cu-Litzen	2 Cu-Litzen
Nenndurchmesser	mm	2×0,3	2×0,9	2×0,9
Dielektrikum		Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser	mm	1,5×0,7	5,7×1,6	9×2
Wellenwiderstand	Ω	120 ± 18	240 ± 12	300 ± 15
Verkürzungsfaktor (Richtwert)		0,75	0,80	0,80
Kapazität pF/m (Richtwert)		38	16	13
Dämpfung in dB/100 m				
	10 MHz		1,5	0,87
	100 MHz		4,3	3,5
	200 MHz		6,7	5,9
	500 MHz		12	9,5

Tafel 12 Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen, Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR

Wellenwiderstand 120 bis 240 Ω

Kurzzeichen neu	120 D 10—1	240 D 6—1	240 D 10—3
Kurzzeichen alt	303.1	351.1	357.1
Innenleiterpaar	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte
Nenndurchmesser mm	2 × 1,4	2 × 0,4	2 × 0,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polystyrol-stützen	Polyäthylen mit Lufträumen
Nenndurchmesser mm	10,6	6,2	10,0
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	14,0	9,0	13,7
Wellenwiderstand Ω	120 ± 12	240 ± 24	240 ± 20
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,65	0,82	0,82
Kapazität pF/m (Richtwert)	40	18	18
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,1	4,3	3
100 MHz	6,8	15	9,5
200 MHz	9,6	21	15

Tafel 13 Koaxialkabel, Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR

Wellenwiderstand 50 Ω

Kurzzeichen neu		50—2—1	50—3—1	50—7—2
Kurzzeichen alt		3006.1	3007.1	3008.1
Innenleiter		Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Litze
Nenndurchmesser	mm	0,5	0,9	2,3
Dielektrikum		Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser	mm	1,5	2,95	7,25
Außenleiter		Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle		PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser	mm	3,2	5,3	10,7
Wellenwiderstand	Ω	50 ± 2	50 ± 2	50 ± 2
Verkürzungsfaktor (Richtwert)		0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m				
10 MHz		8,2	4,5	2,1
100 MHz		28,5	15	6,5
200 MHz		43	22	9,5
500 MHz		70	35	17

Wellenwiderstand 60 Ω

Kurzzeichen neu		60—4—1	60—7—1	60—7—2
Kurzzeichen alt		025.1	046.1	037.1
Innenleiter		Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser	mm	1,0	1,5	1,5
Dielektrikum		Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser	mm	4,1	6,6	6,6
Außenleiter		Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle		PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser	mm	6,1	9,3	9,3
Wellenwiderstand	Ω	60 ±5	60 ± 3	60 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)		0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m				
10 MHz		3,5	1,9	1,9
100 MHz		13	7,5	6,5
200 MHz		17	11	9,5
500 MHz		30	19	16

Wellenwiderstand 60 Ω

Kurzzeichen neu		60—7—3	60—10—1	60—1—2
Kurzzeichen alt		030.1	017.1	038.1
Innenleiter		Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser	mm	1,78	2,3	2,26
Dielektrikum		Polyäthylen mit Lufträumen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser		6,6	10,0	10,0
Außenleiter		Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle		PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser	mm	9,3	13,7	13,7
Wellenwiderstand	Ω	60 ± 5	60 ± 5	60 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)		0,77	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m				
10 MHz		2,0	2,0	1,5
100 MHz		6,1	6,5	4,3
200 MHz		9,5	10,5	7,0
500 MHz		14,7	16,5	11,3

Wellenwiderstand 70 bis 75 Ω

Kurzzeichen neu	70—10—1	75—4—1	75—4—4
Kurzzeichen alt	2008.1	2010.1	2016.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser mm	1,8	0,6	0,58
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser mm	10.1	3,7	3,7
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	13,7	6,1	6,1
Wellenwiderstand Ω	70 ± 3	75 ± 3	75 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	1,7	4,4	3,7
100 MHz	5,6	15,5	12
200 MHz	8,7	21,5	17
500 MHz		36,5	30,5

Kurzzeichen neu	75—4—15	75—7—8	75—17—2
Kurzzeichen alt	2017.1	2020.1	2021.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Draht	Cu-Draht
Nenndurchmesser mm	0,68	1,13	2,7
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser mm	4,6	7,25	17,3
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser mm	7,8	10,7	22,5
Wellenwiderstand Ω	75 ± 6	75 ± 3	75 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Dämpfung dB/100 m			
10 MHz	2,9	2,1	1,0
100 MHz	10,5	6,5	3,3
200 MHz	15	9,5	4,8
500 MHz		17	8,6

Tafel 14 Eindrahtleitungen, Hersteller VEB Kabelwerk Vacha DDR

Drahtwellenleiter:	Typ 2/5—9109.0	Typ 4/10—9111.0
Leiter	Cu-Runddraht 2 mm Ø	Cu-Runddraht 4 mm Ø
Dielektrikum	Polyäthylen 5 mm Ø	Polyäthylen 10 mm Ø
mittlere Dämpfung bei		
150 MHz:	0,77 N/km	0,50 N/km
200 MHz:	0,95 N/km	0,63 N/km
250 MHz:	1,10 N/km	0,76 N/km
500 MHz:	2,00 N/km	1,40 N/km
renzdurchmesser bei		
150 MHz:	2,3 m	2,1 m
200 MHz:	1,6 m	1,5 m
250 MHz:	1,3 m	1,2 m
500 MHz:	0,6 m	0,56 m

3.2. Koaxialkabel oder Bandleitung?

Die üblichen UKW-Flachbandleitungen haben zwei Vorzüge, auf Grund dessen sie heute fast ausschließlich als Verbindungsleitung in Fernseh-Einzelantennenanlagen eingesetzt werden. Es sind das der niedrige Preis, bedingt durch geringen Kupferverbrauch und unkompliziertes Herstellungsverfahren, sowie die relativ kleine Dämpfung, die etwa nur die Hälfte der Verluste eines vergleichbaren Koaxialkabels beträgt. Hinzu kommt, daß alle Fernsehantennen symmetrische Gebilde sind. Darum kann die ebenfalls symmetrische Bandleitung in einfachster Weise direkt an den Antennenspeisepunkt angeschlossen werden. Beim unsymmetrischen Koaxialkabel ist hingegen ein Symmetrierglied am Antennenfußpunkt erforderlich.

Leider sind Bandleitungen nur im Neuzustand und bei trockenem Wetter sehr verlustarm. Hinzu kommen die bereits erwähnten Zersetzungserscheinungen des Dielektrikums durch den Einfluß der Sonnenbestrahlung, die im Laufe der Zeit erhebliche Zusatzverluste hervorrufen. Bandleitungen müssen auf Isolierstützen verlegt werden, wodurch ein zusätzlicher Aufwand entsteht. Infolge des bandförmigen Profils neigen Flachbandleitungen zum Flattern im Wind, und nicht selten treten deshalb Unterbrechungen der Leitungsadern besonders am Antennenanschluß auf. Die Flatterneigung läßt sich vermindern, wenn man die Flachbandleitung beim Auslegen mehrmals um ihre Längsachse verdreht. Außerdem werden durch diese Maßnahme Störspannungen, die auf die Leitung einwirken, unterdrückt. Koaxialkabel ist in der Anschaffung teurer als Bandleitung und hat eine größere Dämpfung. Diese Nachteile bestehen aber nur scheinbar, denn Koaxialkabel besitzt eine nahezu unbegrenzte Lebensdauer, während Bandleitungen bestenfalls einige Jahre brauchbar sind. Außerdem entfallen beim Koaxialkabel jegliche Abstandsisolatoren und deren Montage, da man es mit einfachen Rohrschellen auf jedem Untergrund direkt befestigen kann. Es läßt sich auch im Erdreich verlegen, wenn der Schutzmantel völlig unverletzt ist. Vom Hersteller wird allerdings eine Erdverlegung ein-

facher Koaxialkabel nicht empfohlen, da zu diesem Zweck Kabel mit zusätzlicher Bewehrung gefertigt werden. Man kann jedoch auch ein einfaches Koaxialkabel im Erdreich vor Beschädigung schützen, wenn man es nicht zu straff anspannt und die Kabellänge in der Erde mit Schutzrohren oder einem Stück Gartenschlauch überzieht.
Eine Bandleitung 240 Ω (z. B. Typ 240 A 4—1) hat in neuem, trockenem Zustand bei 200 MHz eine Dämpfung von rund 7 dB/100 m. Demgegenüber beträgt die Dämpfung eines 60-Ω-Koaxialkabels (z. B. Typ 60—7—3) bei gleicher Frequenz 9,5 dB/100 m. Während das Koaxialkabel diese Dämpfung in trockenem und in nassem Zustand unverändert über Jahre hinaus beibehält, so steigt die Dämpfung einer neuen Bandleitung im Regen bereits auf 22 dB/100 m an. Eine Bandleitung, die ein Jahr lang der Witterung ausgesetzt war, zeigte in nassem Zustand eine Dämpfungserhöhung auf 26 dB/100 m. Daraus geht hervor, daß eine UKW-Bandleitung von der wirtschaftlichen Seite her betrachtet keinesfalls günstiger als ein Koaxialkabel ist. Gleichfalls kann man das Argument der größeren Verlustarmut nicht als stichhaltig ansehen, da die Bandleitung eine verlustarme Übertragung nur bei Trockenheit ermöglicht. Der Vergleich beider Leitungsarten ergibt deshalb eine ganz eindeutige Überlegenheit des Koaxialkabels gegenüber herkömmlichen Bandleitungen. Der Kabeltyp 60—7—3 wurde speziell für Fernseh-Empfangsanlagen in den Bändern III, IV und V entwickelt, er ist preisgünstig und sehr verlustarm (s. Datenblatt Tafel 13).

3.3. Anpassungs- und Symmetrierglieder

Wünscht man, eine Fernsehantenne mit einem Fußpunktwiderstand von 240 Ω symmetrisch mit einem Koaxialkabel zu speisen, so muß aus Gründen der Anpassung der Antennenfußpunkt von 240 Ω auf 60 Ω transformiert werden. Da Koaxialkabel außerdem unsymmetrische Gebilde sind, erfordert das eine Symmetrierung auf den erdsymmetrischen Eingang. Für den Übergang von 240 Ω symmetrisch auf 60 Ω unsymme-

trisch verwendet man mit Vorteil eine Halbwellen-Umwegleitung, die sich sehr gut für den Selbstbau eignet. Gleiche Eigenschaften haben industriell gefertigte aufgewickelte Zweidrahtleitungen (sogenannte Balun-Spulen), die als Symmetrie- und Impedanzwandler dienen.

3.3.1. Die Umwegleitung (Balun-Transformator)

Eine Umwegschleife, deren elektrische Länge $\lambda/2$ beträgt, wirkt als Symmetrierglied und transformiert gleichzeitig im Verhältnis 1:4 (Bild 3.1.). Der Balun-Transformator und die Speiseleitung bestehen aus dem gleichen Koaxialkabel. Da der Verkürzungsfaktor von Koaxialkabeln vorwiegend 0,66 beträgt (beim zu bevorzugenden Typ 60—7—3 ist V = 0,77), muß man, um die geometrische Kabellänge zu erhalten, die Länge von $\lambda/2$ mit diesem Verkürzungsfaktor multiplizieren.
Wie aus Bild 3.1. ersichtlich, wird der Außenleiter des Speisekabels mit dem Außenleiter der Umwegschleife verbunden. Eine metallische Verbindung zwischen den Außenleitern der beiden Kabel und dem Strahler besteht jedoch nicht. Die Verbindung der Innenleiter mit dem Strahler läßt sich ebenfalls aus Bild 3.1. ersehen. Das Transformationsverhältnis der Halbwellen-Umwegleitung ist 1:4. Es kann also ein Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand Z_S von 60 Ω über eine Halb-

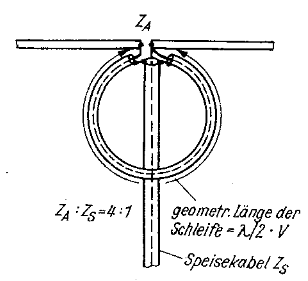


Bild 3.1. Die Halbwellen-Umwegleitung als symmetrierendes Transformationsglied

wellen-Umwegleitung erdsymmetrisch und impedanzrichtig an einen Antenneneingangswiderstand Z_A von 240 Ω angepaßt werden.
In Tafel 15 sind die geometrischen Längen von Balun-Transformatoren für die Fernsehbänder I und III aufgeführt, wobei die Verkürzungsfaktoren 0,66 und 0,77 berücksichtigt wurden.

Tafel 15 Die geometrische Länge von Halbwellen-Umwegleitungen für die Fernsehbänder I und III

	Verkürzungsfaktor 0,66	Verkürzungsfaktor 0,77 (Typ 60—7—3)
Band I		
Kanal 2	2020	2340
Kanal 3	1768	2064
Kanal 4	1571	1836
Band III		
Kanal 5	562	658
Kanal 6	541	631
Kanal 7	521	608
Kanal 8	502	589
Kanal 9	485	566
Kanal 10	470	546
Kanal 11	454	531
Kanal 12	440	512

(alle Längenangaben in mm)

3.3.2. Aufgewickelte Zweidrahtleitungen als Symmetrie- und Impedanzwandler

Wenn zwei gleich lange und gleichartige Zweidraht-Leitungsstücke an ihrem einen Ende parallelgeschaltet werden und am entgegengesetzten Ende in Serie liegen, so findet ebenfalls — wie bei der Halbwellen-Umwegleitung — eine Transformation 1:4, verbunden mit Symmetriewandlung statt. Der Wellenwiderstand Z dieser Balun-Leitung erscheint am parallelgeschalteten Ende mit dem halben Wert (Z/2) und ist dort unsymmetrisch. Das gegenüberliegende, in Serie geschaltete Leitungsende ist symmetrisch und hat eine Anschlußimpedanz, für die sich ein Wert von zweimal dem Wellenwiderstand der Balun-Leitung ergibt (2 Z). Die Länge der beiden Leitungsstücke beträgt je $\lambda/4$ (Bild 3.2.).
Bedingt durch die Leitungslänge in Beziehung zur Wellenlänge ist eine solche Balun-Leitung nur für einen schmalen Frequenzbereich brauchbar. Eine sehr große Bandbreite der Balun-Leitung erhält man, wenn die Leitungsstücke bilifar zu

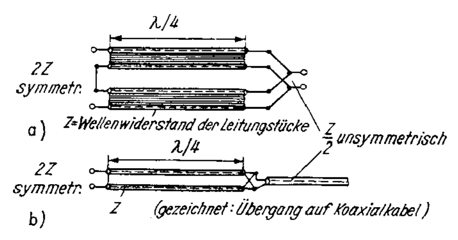


Bild 3.2. Die Balun-Leitung; (a) für Bandleitung, (b) für Koaxial kabel

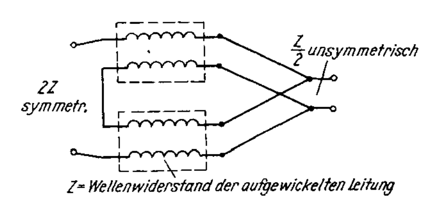


Bild 3.3. Die aufgewickelte Balun-Leitung als Anpassungs- und Symmetrierglied

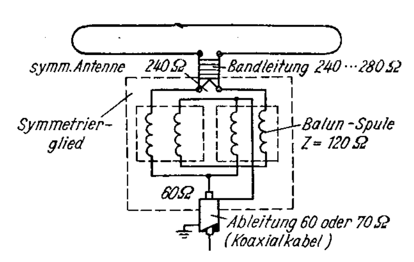
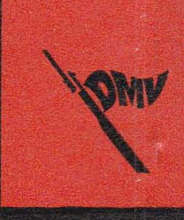


Bild 3.4. Praktisches Beispiel für den Einsatz einer Balun-Spule

Spulen aufgewickelt werden (Bild 3.3.). Das Transformationsverhältnis 1:4 und die Impedanzwandlung bleiben auch in diesem Fall erhalten. Der Wellenwiderstand Z der aufgewickelten Zweidrahtleitung muß 120 Ω betragen, wenn von 240 Ω symmetrisch (2 Z) auf 60 Ω unsymmetrisch (Z/2) transformiert werden soll. Die Länge der aufgewickelten Zweidrahtleitung ist nicht kritisch, sie beträgt im Optimum $\lambda/4$; Abweichungen bis 1/10 bzw. 3/8 λ sind zulässig.
Mitunter bezeichnet man Balun-Spulen auch als „Guanella-Übertrager". Ein Selbstbau lohnt kaum, weil solche Symmetrie- und Impedanzwandler von der Antennenindustrie in wetterfester Ausführung preiswert hergestellt werden. Sie sind sowohl für Mastmontage als auch zum direkten Anstecken an den Empfängereingang lieferbar und entsprechen in ihrem schaltungsmäßigen Aufbau dem in Bild 3.4. gezeigten Wandler. Innerhalb eines Frequenzbereiches von 40 bis 240 MHz tritt eine maximale Welligkeit von 1,35 bei einer mittleren Dämpfung von 0,15 dB auf. Dieser praktische Bauteil wurde für Mastmontage entwickelt, um symmetrische Fernsehantennen mit dem genormten Fußpunktwiderstand von 240 Ω an ein Koaxialkabel mit 60 Ω Wellenwiderstand impedanzrichtig anpassen zu können. In elektrisch völlig identischer Ausführung wird ein steckerförmiger Typ geliefert, der dazu dient, vom koaxialen Speisekabel wieder auf den symmetrischen Empfängereingang mit 240 Ω zu transformieren (Hersteller: VEB Antennenwerk Bad Blankenburg). Viele Fernsehempfänger haben nur einen symmetrischen 240-Ω-Eingang, wodurch ein direkter Anschluß des Koaxialkabels nicht möglich ist.



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG